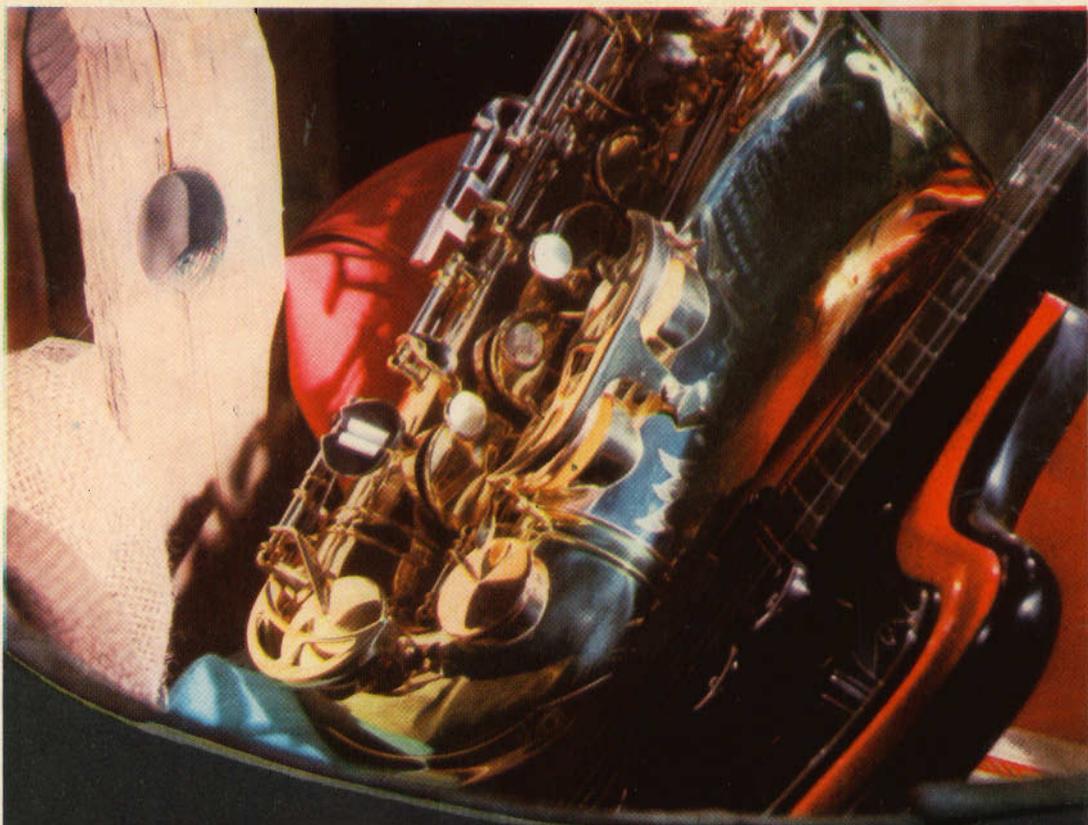
3

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

ARGENTINA ..... Pesos 133.33	FRANCIA .... Fr. Fr. 4.72	PARAGUAY .... Guar. 120
AUSTRALIA .... Sh. 12.10	GERMANIA .... D.M. 3.83	PERU' .... Sol. 42.83
AUSTRIA .... Sc. 24.90	GIAPPONE .... Yen. 346.80	PORTOGALLO ...... Esc. 27.61
BELGIO .... Fr. Bg. 48	INGHILTERRA .... Sh. 6.11	SPAGNA .... Pts. 57.69
BRASILE .... Crs. 1.200	ISRAELE .... L. I. 3.31	SUD-AFRICA .... R. 0.81
CANADA .... $ Can. 1.21	JUGOSLAVIA .... Din. 723	SVIZZERA .... Fr. S. 4.15
CILE .... Esc. 1.34	LIBIA .... L. Lib. 0/345	TURCHIA .... L. T. 8.70
DANIMARCA ...... Kr. D. 6.65	MALTA .... Sh. 6.11	URUGUAY .... Pesos 10.44
EGITTO .... Leg. 0/420	NORVEGIA .... Kr.N. 6.90	U.S.A. .... $ 1.61
ETIOPIA .... $ Et. 2.35	OLANDA .... Fol. 3.47	VENEZUELA .... Bs. 6.57

N. 3 - MARZO 1964

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

G.B.C

MILAN - LONDON - NEW YORK

MAGNETIC RECORDING TAPE

ANCHE IN ITALIA!

IN UNA CONFEZIONE DI CLASSE

NASTRI MAGNETICI

INDEFORMABILI A DOPPIA DURATA

stabilità assoluta - massima flessibilità - non logora le testine magnetiche

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI G.B.C.

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

N. 3 - Marzo 1964

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: Via Petrella, 6 - Milano - Telef. 21.10.51 - Direttore Responsabile: CESARE DALMASO - Autorizzazione alla pubblicazione Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: Grafiche IGIESSE - Corso Sempione, 93 - Milano. Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telef. 33.20.41 - Spedizione in abbonamento Postale - Gr. III - Prezzo della Rivista L. 300, numero arretrato L. 600 - Abbonamento annuo L. 3.300 - per l'Estero L. 6.500. I versamenti per l'abbonamento e numeri arretrati vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Via Petrella, 6 - Milano. C/C Postale N. 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Come si dirige un'azienda

Molti dei nostri lettori sono proprietari o dirigenti di aziende, molti aspirano a diventarlo. I primi conoscono per esperienza quali problemi occorre affrontare, gli altri più o meno li intuiscono.

Sulle norme per una saggia direzione aziendale sono state scritte intere biblioteche, e fra gli autori vengono annoverati gli economisti più insigni di ogni continente.

Riassumere i punti essenziali di una materia così vasta, centrare l'essenza dei problemi di attualità e convergerli a un termine unico, in eloquente sintesi, non è compito da poco. A ciò è riuscito, con molto onore, un illustre rappresentante della nostra categoria, traendo concetti dalla ricchissima fonte della sua appassionata, pluridecennale dedizione all'opera industriale nel campo della radio e dell'elettronica.

Ci riferiamo a Nello Meoni, Cavaliere del Lavoro, che al VI Congresso degli insigniti di quell'altissima onorificenza ha parlato sul tema: « Lo spirito di iniziativa e il senso di responsabilità nel settore dei liberi operatori e dei dirigenti di aziende private ».

Siamo lieti di offrire ai nostri lettori alcuni accenni alla tesi del Cav. del Lav. Meoni, con la certezza di rivelare preziosi consigli.

Di alcuni punti trascriveremo i passi integralmente.

Premesse le qualità che s'impongono all'imprenditore, o capo di azienda, l'Autore elenca le condizioni negative alla conduzione aziendale, e ciò compie con critica molto acuta; poichè la chiara visione dei pericoli, pone chiunque su una naturale difensiva.

Quando l'iniziativa e la responsabilità — chiede l'Autore — possono essere frenate o deviate? e risponde:

« Quando all'impresa manchi il pungolo della competizione perchè a carattere mo-
« nopolistico.

« Quando la regolamentazione aziendale sia troppo dettagliata e rigida.

« Quando l'imprenditore sia impossibilitato a intervenire rapidamente o sia lonta-
« no e difficilmente raggiungibile.

« Quando i componenti di un organismo imprenditoriale siano troppi o alcuni sia-

« no inadeguati ai compiti o, peggio, quando vi sia disaccordo e ciascuno sia freno « all'altro.

« Quando l'imprenditore assuma aspetti di autorità tirannica e gran parte dei col« laboratori finisca per essere dominata dal timore di sbagliare.

« Quando un superiore non sia in grado di comprendere l'inferiore o abbia inte« resse a oscurarne la personalità.

« Quando il malcostume sia diffuso e molti abbiano da occultare o farsi perdonare « qualche cosa.

« Quando il danno eventuale, che dal rischio di una iniziativa potrebbe derivare, « viene rimproverato e costituisce nota di demerito. Cioè, quando nel soggetto ven« ga ingenerata la convinzione che, per la propria pace e per la propria carriera, « la condizione migliore sia quella di non registrare « grane » da iscrivere nei rap« porti. In tale stato di cose, la vita aziendale si adagia in una pratica di forma« lismi e di ordinaria amministrazione.

« Quando l'ambiente ove l'azienda opera non fornisca un'atmosfera sufficientemen« te respirabile ».

La relazione Meoni, che è inserita nel tema generale « L'iniziativa personale nel lavoro ad ogni livello di responsabilità » insiste sugli aspetti dell'iniziativa e della responsabilità, innanzitutto per ciò che concerne l'imprenditore.

Di questa figura, tanto spesso invidiata e ancor più sovente oggetto di sentimenti peggiori dell'invidia, l'Autore mostra l'aspetto interiore carico di misconosciute preoccupazioni, di fronte alle quali non reggerebbe senza, appunto, iniziativa e responsabilità.

Per chi non lo sa, e neppure lo immagina, viene rivelato che il danaro, nelle mani dell'imprenditore, non è mezzo di godimento, ma difficile strumento di lavoro.

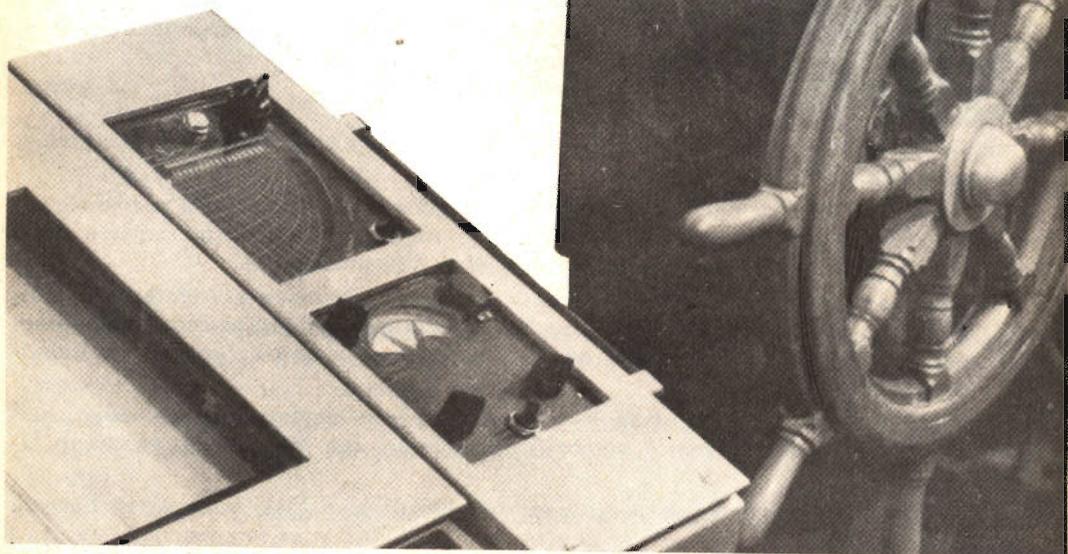
Certo, la relazione non trascura alcun rovescio di medaglia, anzi, pone l'accento proprio su quelli per dimostrare che nella libera iniziativa privata prevalgono i migliori e gli incompetenti soccombono; e che in virtù delle più sane forze di iniziativa che in un insieme di attività private si scatenano sotto la spinta della competizione, si ha un continuo e rapido avanzamento dei perfezionamenti tecnici, dei processi produttivi e dei metodi di distribuzione. Nascono nuove filiazioni e nuove attività collaterali. Si realizzano costi sempre minori che, consentono miglioramenti retributivi, determineranno il vero benessere e una positiva influenza nei rapporti sociali.

Vengono poi esaminati lo spirito di iniziativa e il senso di responsabilità a tutti i livelli, cioè fra i collaboratori. Su questo punto, la relazione indica la necessità di incoraggiare e sorreggere i dipendenti che mostrano di possedere quelle qualità.

Accennando rapidamente alle aziende di Stato, la relazione afferma che per risvegliare in esse l'iniziativa e la responsabilità devono concorrere, come elementi determinanti, il grado di educazione generale e quello di consapevolezza sociale e politica di tutto il popolo.

Per ultimo, il Cav del Lav. Meoni, pone in evidenza che lo spirito di competizione fra Nazioni, che in passato faceva scatenare le guerre, ora si affronta in campo economico. Perciò mette in guardia gli italiani dalle « disattenzioni » e perdite di battute, che potrebbero essere fatali.

E conclude: per il lavoro, oggi più che in altri tempi, oltre un ambiente sereno e incoraggiante, occorrono conoscenze, cioè « istruzione »; occorre fare il migliore uso di queste conoscenze, cioè « educazione »; occorrono alto spirito di iniziativa ed elevato senso di responsabilità nelle aziende; occorrono, infine, capacità e consapevolezza nell'intera vita del Paese.

ECOSONDE
FISICA E TECNICA

Per la navigazione lungo la costa o in acque sconosciute è essenziale la conoscenza della profondità dell'acqua. La misura della profondità del mare sfruttando il fenomeno dell'eco risale ancora al secolo scorso. I primi esperimenti in questo campo furono effettuati nell'anno 1838. Dopo l'affondamento del Titanic, nel 1912, i tecnici e gli scienziati di tutto il mondo si accinsero seriamente a studiare il problema.

La valutazione delle profondità marine mediante il fenomeno dell'eco si basa su questo principio: dalla superficie del mare viene inviato perpendicolarmente verso il basso un segnale che, attraverso la massa dell'acqua, arriva sul fondo marino si riflette e ritorna nuovamente alla superficie. Se si riesce a realizzare un dispositivo che possa valutare esattamente il tempo impiegato dall'onda diretta ad andare fino in fondo al mare e dall'onda riflessa a ritornare alla superficie, conoscendo la velocità di propagazione nel mezzo liquido, si può facilmente valutare lo spazio percorso e quindi in definitiva la distanza del fondo marino. Il problema quindi si riduce alla produzione di un segnale di frequenza tale che possa trasmettersi facilmente nel mezzo liquido con poca dispersione e un dispositivo temporizzatore molto preciso.

Attualmente la gamma delle onde impiegate è quella compresa negli utrasuoni. Il principio della eco-sonda non viene soltanto impiegato per valutare la profondità del fondo marino ma anche per individuare i banchi vaganti di pesci.

Le note leggi dell'acustica si applicano anche alla trasmissione delle oscillazioni nell'acqua marina. Si deve subito tener presente, però, che il mare **acusticamente** non è un mezzo omogeneo e che quindi la velocità di propagazione

dell'onda nell'acqua salata non è costante ma dipende considerevolmente dalla temperatura, dalla pressione e dal contenuto di sale. In generale, si può dire che la velocità di propagazione aumenta all'aumentare della temperatura, della pressione e del contenuto di sale dell' acqua stessa (fig. 2). La velocità di propagazione di un suono nell'acqua marina oscilla tra 1445 e 1535 m al secondo.

Il valore esatto della frequenza del segnale dipende dall'impiego specifico dell'eco. Per esempio, se l'onda deve propagarsi in senso orizzontale come succede negli impianti SONAR (Sound Navigation And Ranging) si scelgono frequenze comprese tra 6 kHz e 15 kHz. Per impieghi di esplorazione del fondo marino e per la pesca si sceglie una frequenza maggiore (30 kHz); l'aumento della frequenza consente di ottenere alcuni interessanti effetti di direzionalità del treno di onde.

Fig. 1 - Come si presenta il pannello anteriore di un'eco-sonda. A destra si trovano le scale del sistema di indicazione mediante lampada al neon; a sinistra, l'indicazione della risposta dell'eco è fornita mediante penna scrivente.

Come è fatta un'eco sonda

Essenzialmente un'eco sonda è formata a) da un **impianto trasmittente,** b), da un **trasduttore elettroacustico** c), da un **impianto** ricevente munito di un sistema indicatore. In fig. 3 è riportato schematicamente un'eco sonda in funzione.

Il generatore degli impulsi

Negli impianti più semplici, l'energia da inviare al trasduttore è fornita dalla scarica di un condensatore attraverso uno spinterometro. Attualmente, però, si impiegano generatori formati con più stadi amplificatori a valvole o a transistori. La frequenza di trasmissione è compresa tra 8 e 200 kHz. Fanno eccezione l'eco-sonde per la misura della profondità del mare che lavorano con una frequenza attorno ai 4 kHz.

La durata degli impulsi ammonta a 0,1 .... 100 msec, a seconda della profondità (T) espressa in m. La successione degli impulsi viene di solito ottenuta meccanicamente con un sistema ruotante collegato ad un univibratore che pilota a sua volta il trasmettitore. La potenza degli impulsi è compresa tra 30 W e 4 kW (tensione dell'impulso = 2 kV).

Il trasduttore

Come trasduttore elettromeccanico viene impiegato essenzialmente un materiale magnetostrittivo formato, in generale, da un pacchetto di lamierini di nichel con relativo avvolgimento. Il trasduttore viene di solito piazzato sul fondo dell' imbarcazione in modo da irradiare a forma di cono le onde verso il basso. Una frazione dell'energia sonora trasmes-

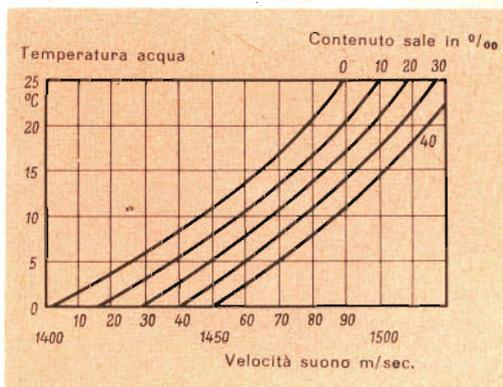



Fig. 2 - Grafici indicanti la dipendenza della velocità di trasmissione del suono nell'acqua in funzione della temperatura e del contenuto di sale (in percento).

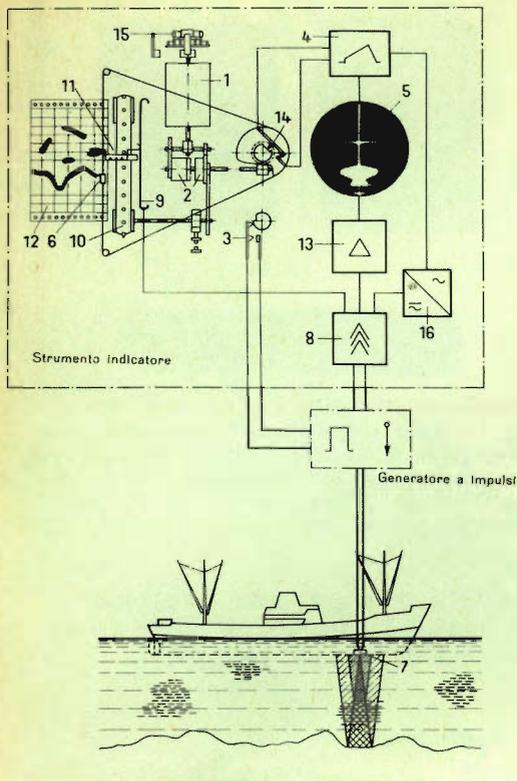



Fig. 3 - Schema e blocchi di un'eco sonda con dispositivo di indicazione luminoso e a penna scrivente. 1) motore, 2) ingranaggi, 3) interruttore per la messa in funzione del generatore, 4) base dei tempi, 5) tubo a raggi catodici, 6) marcatura del campo visivo, 7) trasduttore per la trasmissione e la ricezione dell'eco, 8) amplificatore, 9) pista di contatto, 10) nastro per la scrittura, 11) indice per la scrittura, 12) carta per la registrazione, 13) stadio per la deflessione, 14) camma di pilotaggio per l'indicatore luminoso, 15) regolatore a forza centrifuga, 16) alimentatore.

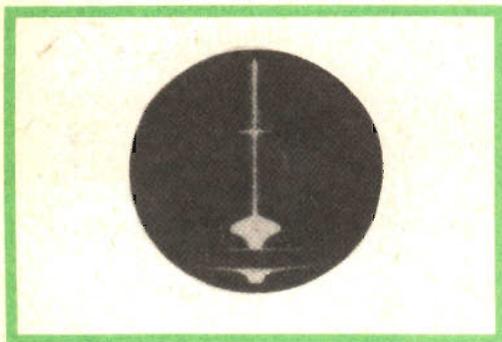



Fig. 4 - Indicazione su un tubo a raggi catodici di un pesce distante dal fondo del mare 14 m.

sa dal trasduttore viene riflessa dal fondo marino e ricevuta come eco dal trasduttore che la ritrasforma nel segnale primitivo. Solitamente, per la trasmissione e la ricezione del segnale si usa sempre il medesimo trasduttore.

Il rendimento è del 30%. Attualmente viene usato più vantaggiosamente come materiale per il trasduttore, il **titanato di bario** che ha il vantaggio di avere una polarizzazione permanente.

L'amplificatore

L'amplificatore ha il compito di portare il segnale ricevuto dal trasduttore a un livello sufficiente per pilotare il dispositivo di indicazione. Il segnale prima di essere inviato al dispositivo indicatore viene opportunamente trasformato in stadi amplificatori aperiodici e selettivi cui fa capo un raddrizzatore. Dopo lo stadio raddrizzatore segue ancora uno stadio amplificatore ed infine il dispositivo indicatore. Alcuni tipi di amplificatori elaborati hanno speciali dispositivi per impedire che venga amplificato il segnale diretto.

Dispositivo indicatore

Di solito vengono impiegati tre sistemi di indicazione:

1) indicazione mediante lampada al neon;

2) indicazione mediante tubo a raggi catodici;

3) indicazione mediante penna scrivente su carta.

Il sistema di indicazione più usato ed anche il più semplice è quello mediante luce rossa, (lampada al neon). Essenzialmente esso è formato da un disco messo in movimento da un motore a velocità costante; il disco ha verso un' estremità una fessura nella quale si trova una piccola lampada al neon che può essere innescata dalla tensione di uscita dell'amplificatore attraverso un contatto strisciante su di un anello.

Davanti al disco ruotante si trova una scala trasparente munita solitamente di due campi di misura. Sull'asse del disco

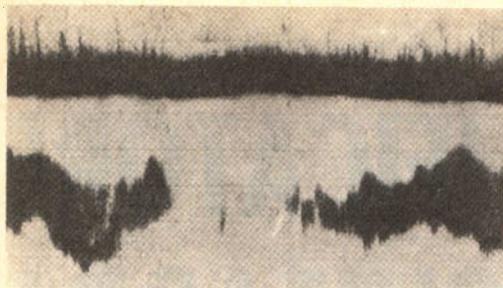
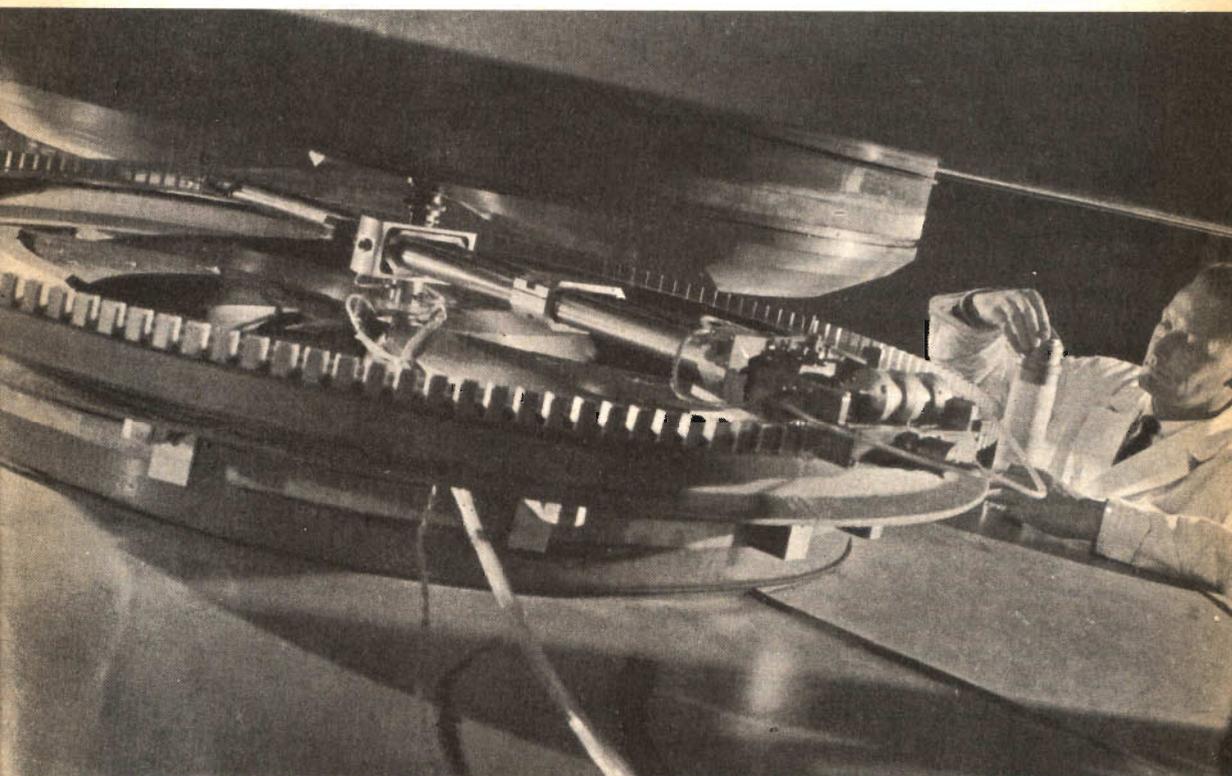



Fig. 5 - Indicazione di un banco di pesci distante dal fondo marino circa 90 m.

ruotante si trovano due eccentrici che azionano i contatti di due interruttori. Il primo interruttore **sblocca** un impulso quando la lampada al neon si trova sul punto 0 della scala; il secondo interruttore, in quel medesimo istante, **blocca** l'amplificatore ricevente. La velocità di rivoluzione del disco corrisponde alla successione degli impulsi emessi. L'impulso eco ricevuto innesca la lampada al neon, la cui luce indica sulla scala il valore di profondità in questione. Con questo sistema non si può apprezzare l'intensità dell'eco.

Molto più precisi sono i sistemi di indicazione mediante tubo a raggi catodici e ancora più preciso quello mediante penna scrivente di cui ci occuperemo in un prossimo articolo.

L. C.

Si sta misurando l'intensità di campo di un magnete di un ciclotrone. Com'è noto questo apparecchio appartiene alla famiglia di quelle macchine (acceleratori elettrostatici, tipo van der Graff o tipo Cockroft e Walton, betatroni, sincrociclotroni), che servono a imprimere a delle particelle cariche un'energia cinetica sufficiente per provocare, urtando contro gli atomi di un corpo (detto « target » o bersaglio), delle reazioni nucleari. Le particelle possono essere negative, cioè elettroni, oppure positive, cioè ioni (generalmente di idrogeno, o di deuterio, o di elio. Le energie cinetiche ottenute vanno dall'ordine di mezzo Mev, all'ordine di alcuni Gev (giga-voltelettrone = 1000 Megaelettroni-volt, Mev).

AMPLIFICATORE PER CHITARRA

Questo amplificatore per chitarra può essere contenuto in un mobile in plastica o in legno delle dimensioni di 31 × × 25 × 12 cm ed ha un peso, pile comprese, di circa 3 kg. Il montaggio risulta facilitato dal fatto che la maggior parte degli elementi è montata su di un circuito stampato a sua volta fissato ad un piccolo telaio.

Il mobile su di un lato presenta due manopole per le regolazioni del volume e del tono e tre prese a jack per una combinazione di tre chitarre (con microfoni magnetici o a cristallo o per due chitarre e un microfono per il canto.

L'altoparlante incorporato di 21 cm di diametro e della potenza di 4 W, presenta una resa acustica soddisfacente al « mi » basso di chitarra (82 Hz). Un'altra presa a jack permette l'inserzione di un altoparlante ausiliario con una impedenza da 3 a 10 Ω per cui l'apparecchio può venire utilizzato come amplificatore per il canto, usando naturalmente l'ingresso microfonico, e quasi senza alcun pericolo di cadere nell'effetto Larsen. L'amplificatore può inoltre venire collegato al pick-up di un giradischi alimentato sia dalla rete che dalle pile.

L'alimentazione dell'amplificatore è assicurata da 6 pile a torcia da 1,5 V alloggiate in un portapile ermetico contenuto all'interno del mobile. La corrente assorbita varia da 20 a 120 mA a seconda della potenza di uscita, il che permette una durata delle pile di circa 100 ore.

Come si può quindi constatare, questo amplificatore portatile ad alimentazione autonoma costituisce un indispensabile ausilio per lo studio o il perfezionamento di tutti i musicisti dilettanti o professionisti.

Schema di principio

Come si può vedere dallo schema di fig. 1, l'amplificatore impiega 6 transistori.

Le due entrate chitarra II e chitarra III sono identiche; esse sono collegate alla base del primo transistore 36T1 attraverso una rete correttrice costituita da un condensatore da 470 pF in parallelo ad una resistenza da 330 kΩ, il tutto in serie ad un condensatore da 0,047 μF. Una resistenza da 4,7 MΩ collegata tra base e collettore, polarizza la base del primo transistore.

Il collegamento tra l'emettitore del primo transistore e la base del secondo (OC 71), montato a collettore comune, è diretto. Una resistenza da 15 kΩ collega i due emettitori. Il primo transistore 36T1 è alimentato attraverso una rete di filtraggio costituita da una resistenza da 100 kΩ e da un condensatore da 64 μF.

La presa d'entrata per la chitarra I è quella a sensibilità più bassa; infatti con questa entrata si elimina il primo transistore per entrare direttamente sulla base dell'OC 71 tramite una rete di compensazione costituita dal parallelo di una resi-

Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore per chitarra.

stenza da 120 kΩ e da un condensatore da 2200 pF, a loro volta in serie al parallelo di due condensatori da 5 μF e da 0,047 μF.

L'entrata I viene utilizzata quando si collega il microfono per il canto per evitare l'effetto microfonico, nel caso si utilizzi l'altoparlante interno. Se si desidera una potenza maggiore si può collegare il microfono alle entrate II o III a maggiore sensibilità; in questo caso però bisogna utilizzare un altoparlante esterno lontano dal microfono. L'altoparlante ausiliario si collega all'amplificatore utilizzando la presa a jack all'uopo prevista tramite un cavo lungo almeno 4 m.

L'inserimento dello spinotto dell'altoparlante ausiliario elimina il collegamento tra il secondario del trasformatore di uscita e la bobina mobile dell'altoparlante interno.

La tensione di uscita dall'OC 71 è prelevata sulla resistenza di carico da 3,3 kΩ collegata sull'emettitore. L'alimentazione in continua per questo transistore si effettua attraverso una cellula filtrante formata da una resistenza da 1,5 kΩ e da un condensatore elettrolitico da 100 μF. Un condensatore da 6 μF con in serie una resistenza da 1 kΩ porta il segnale al cursore del potenziometro P1 da 0.5 MΩ (volume) e ad un capo del potenziometro P2 (tono), anch'esso da 0,5 MΩ. L'altro capo del potenziometro del tono è collegato, attraverso una resistenza da 3,3 kΩ, ad un capo del potenziometro di volume P1. A secondo della posizione del cursore di P2, collegato ad uno dei capi con un condensatore da 0,01 μF, si favorisce più o meno il passaggio delle frequenze elevate.

Questa regolazione di tono risulta ottima con i valori indicati sullo schema, grazie all'adattamento di impedenza ottenuto dall'OC 71 montato a collettore comune. Il segnale in uscita di questa rete correttrice viene portato alla base del transistore preamplificatore AC 126 tramite un condensatore da 6 μF. Il valore di questo condensatore non è critico come pure quello dei condensatori di disaccoppiamento degli emettitori dell'AC 126 e dell'AC 125 che possono essere da 100 μF.

La base del transistore AC 126 è polarizzata per mezzo di un partitore formato dalle resistenze da 120 kΩ, 330 kΩ e da 22 kΩ; si può eventualmente variare il valore di una di esse per fissare la polarizzazione al valore ottimo.

Il transistore AC 126, collegato ad emettitore comune, ha una resistenza di carico di 6,8 kΩ. Il segnale amplificato viene portato alla base del transistore successivo AC 125 tramite un condensatore da 64 μF; la polarizzazione di base si ottiene per mezzo di un partitore costituito dalle resistenze da 15 kΩ e da 4,7 kΩ. La rete di filtraggio costituita dalla resistenza da 47 Ω e dal condensatore da 1000 μF alimenta il transistore AC 126 e il partitore di base dell'AC 125. Il carico sul collettore dell'AC 125 è costituito dal primario del trasformatore pilota collegato direttamente al polo negativo della batteria prima del disaccoppiamento.

Una rete di controreazione selettiva è collegata fra la bobina mobile e la base del transistore pilota. Essa comprende una cellula a T costituita dalle resistenze da 2,7 kΩ e da 2,2 kΩ e dal condensatore da 0,025 μF; questa cellula a T è seguita dai paralleli formati dalla resistenza da 10 kΩ e dal condensatore da 4500 pF e da 68 kΩ - 0,01 μF. Questa rete attenua le frequenze centrali e tiene conto delle curve di risposta dei due trasformatori pilota e finale.

Lo stadio finale è costituito da un push-pull di due AC 128 funzionante in classe B. La polarizzazione di base è ottenuta tramite le resistenze da 470 Ω - 2,2 kΩ e 82 Ω, quest'ultima resistenza ha in parallelo un termistore per la stabilizzazione al variare della temperatura ambiente. La resistenza da 470 Ω in serie a quella da 2,2 kΩ serve a regolare la polarizzazione al valore ottimo. La corrente assorbita a riposo è di circa 20 mA.

L'interruttore montato sul potenziometro di volume è collegato tra il polo negativo della batteria e il circuito, mentre il polo positivo è collegato a massa. Le varie reti di filtro situate sulla linea negativa di alimentazione (1000 μF - 47 Ω; 1000 μF - 1,5 kΩ - 100 μF) assicurano all'amplificatore una eccellente stabilità.

Fig. 2 - Schema di cablaggio dell'amplificatore e della parte superiore del circuito stampato.

Montaggio e cablaggio

Tutti gli elementi dell'amplificatore sono montati su di un telaio metallico a forma di L di 175 × 50 mm e su di un circuito stampato di 40 × 155 mm fissato mediante due squadrette al telaio.

La parte anteriore del telaio è fissata ad una contropiastra di 295 × 40 mm che costituisce la parte superiore del mobile, sulla quale sono previsti tre fori per il montaggio delle prese a jack. La presa a jack miniatura per l'altoparlante esterno è fissata su uno dei lati del mobile. In fig. 2 è rappresentato il cablaggio completo dell'amplificatore visto da sotto. Il lato anteriore del telaio è rappresentato ribaltato così come il lato posteriore costituito dalla piastra del circuito stampato quest'ultima naturalmente dovrà essere cablata prima di essere fissata al telaio mediante le due squadrette che la mantengono a circa 10 mm dal telaio. Dopo aver saldato i diversi elementi sul circuito stampato, fissare il circuito al telaio e collegarlo seguendo il piano dei collegamenti indicato dalla figura 2.

La figura 3 indica la piastra del circuito stampato, da essa si può notare che 4 componenti sono collegati sul lato stesso del circuito stampato. Inoltre è necessario eseguire dal lato del cablaggio due collegamenti con filo isolante, indicati in figura 3 da tratti più fini di quelli che rappresentano le connessioni del circuito stampato.

Terminato il cablaggio dell'amplificatore non rimane che montare il telaio all' interno del mobile, dopo aver fissato l'altoparlante ed avere eseguito i collegamenti alle tre prese a jack.

In figura 2 i jack sono visti dalla parte inferiore, cioè dal lato dei terminali di collegamento. Come si può notare la massa della presa jack n. 2 è collegata al telaio e al telaio stesso si può collegare anche il cestello dell'altoparlante onde evitare eventuali induzioni parassite.

I transistori hanno i terminali saldati alle basette d' ancoraggio del telaio (36 T1 e OC 71) o al circuito stampato. I terminali dei transistori AC 125 e AC 126 sono tagliati a circa 10 mm, mentre per i transistori AC 128 viene utilizzata l'intera lunghezza, ciò permette di poter [fis]sare le alette di raffreddamento, sulle qu[a]li sono montati, al telaio. Le alette di raffreddamento assicurano una migliore dissipazione del calore di questi transistori di potenza.

G. Abussi

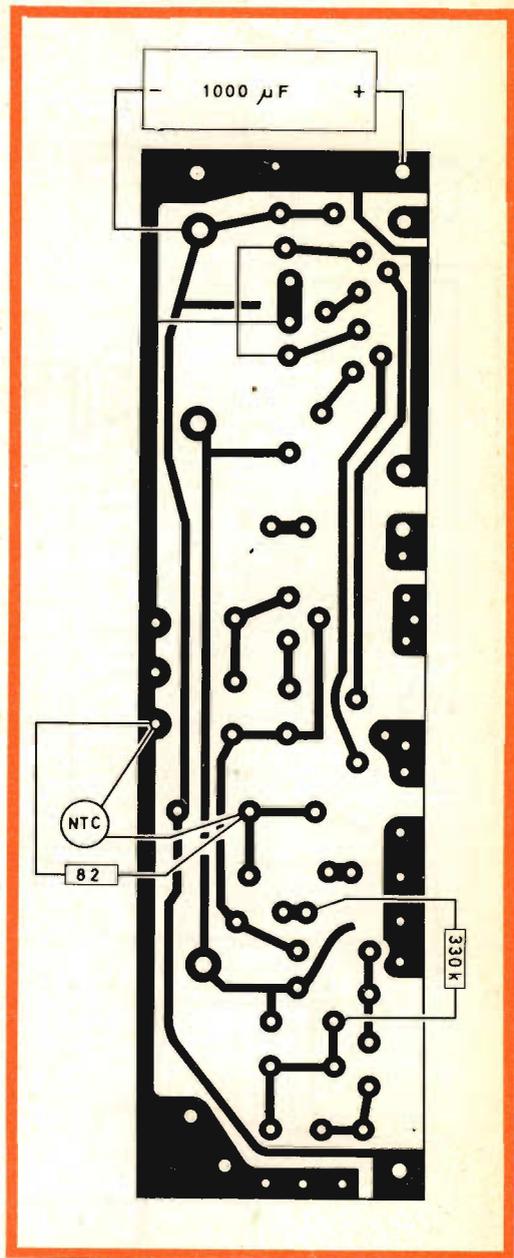



Fig. 3 - Piastra del circuito stampato ed elementi collegati dal lato stesso del circuito.

LA PISTOLA STROBOSCOPICA

In ogni automobile si trova un complesso di dispositivi elettrici dalla cui perfetta messa a punto dipende il rendimento e il buon uso del motore. Ci riferiamo innanzitutto all'accensione della miscela nella camera di scoppio dei cilindri; ma non vanno dimenticati nè l'impianto elettrico di tutta la macchina nè la parte elettrica che provvede all'avviamento del motore stesso. Per poter controllare tutte queste parti elettriche dell'automobile sono stati studiati e realizzati degli apparecchi che consentono all' elettrauto di poter controllare i suddetti impianti senza rimuovere nessun componente del motore.

Apparecchiature per il controllo dell'accensione del motore

È noto che perché il motore fornisca il massimo rendimento si richiede che la scintilla (indipendentemente dalla sua intensità) venga innescata quando il pistone si trova in una ben determinata posizione lungo la sua corsa nel cilindro. Il preciso istante della produzione della scintilla da parte della candela dipende dal numero dei giri e dalle condizioni

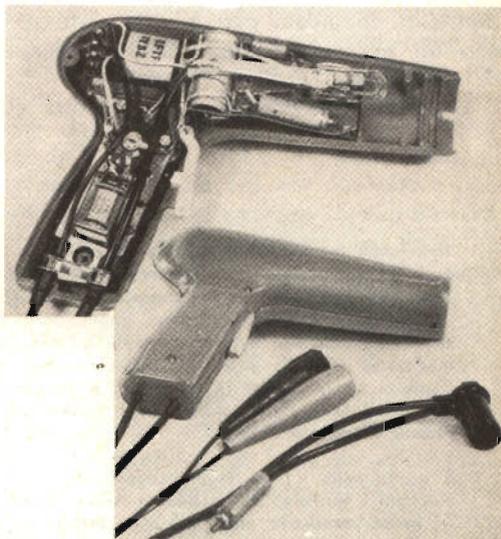



Fig. 1 - Pistola stroboscopica: si notano il cavo di alimentazione e il cavo che preleva l'impulso della scintilla.

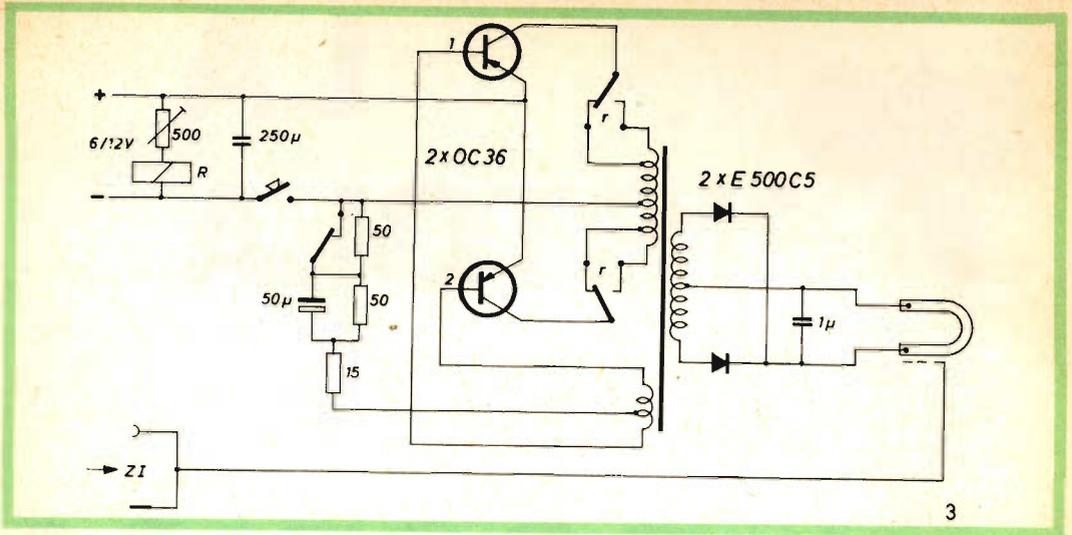



Fig. 2 - Schema elettrico della pistola stroboscopica. R = relais per il funzionamento a 60 o a 12 V. Zi = cavo per il prelievo dell'impulso dalla candela.

di fase (compressione) in cui viene a trovarsi in quel determinato istante il motore. Il controllo di queste particolari condizioni viene effettuato molto semplicemente mediante la **pistola stroboscopica.** Con questo apparecchio si illumina uno speciale contrassegno che di solito si trova sulla puleggia dell'albero motore che aziona la dinamo e la ventola di raffreddamento. In alcuni casi è utile rinforzare con un gessetto bianco questa « tacca » di controllo.

La pistola stroboscopica è costituita essenzialmente da un tubo allo xenon alimentato attraverso un circuito convertitore-elevatore di tensione direttamente dalla batteria. L'impulso d'innesco del tubo allo xenon viene prelevato mediante un cavo separato dalla candela del cilindro N. 1. In fig. 1 è indicata la realizzazione pratica di una pistola stroboscopica mentre in fig. 2 è riportato lo schema di principio della pistola stroboscopica stessa.

In un prossimo articolo illustreremo sommariamente altri importanti strumenti di controllo per auto.

A. M.

Sono state recentemente definite le sezioni in cui si articolerà l'VIII Convegno-Mostra dell'Automazione e Strumentazione, che si terrà presso il Quartiere della Fiera di Milano dal 19 al 25 novembre 1964 per iniziativa della Federazione delle Associazioni scientifiche e tecniche.
Le sezioni sono: strumentazione, applicazione della strumentazione di regolazione agli impianti industriali, elaborazione automatica delle informazioni, nuove tecniche di analisi chimiche e fisiche automatizzate, controllo e ottimazione di processi industriali mediante calcolatori.
Come si vede, il tema del convegno è particolarmente vasto in quanto abbraccia tutto il settore dell'automazione e strumentazione per fornire un quadro il più completo possibile delle recenti realizzazioni in questo campo.

È uscito nella « Serie studi economici » del C.N.E.N. una indagine sulle caratteristiche dell'industria elettronica italiana, che riteniamo debba destare un notevole interesse in tutti coloro che riconoscono in questa industria un importante fattore del progresso tecnologico. L'elettronica costituisce infatti un settore-chiave sia come apporto diretto allo sviluppo del reddito nazionale, sia come contributo allo sviluppo dei più avanzati e promettenti rami dell'economia produttiva. (A. Alberigi Quaranta - F. A. Grassini - G. Giargia « L'industria elettronica italiana »).

TARATURA DEI RICEVITORI A TRANSISTORI

AM - FM

Il sistema di taratura dei ricevitori a transistori non differisce, in linea di principio, da quello classico usato per la taratura dei ricevitori a valvole. Le considerazioni contenute in questo articolo valgono principalmente per la taratura degli apparecchi provenienti da una linea di produzione di serie. Ciò non toglie che gli utili suggerimenti qui indicati siano molto preziosi anche per la taratura dei ricevitori a transistori che di tanto in tanto capitano in un laboratorio di riparazioni radio e TV.

Prima di procedere alla taratura di un ricevitore a transistori, ci si deve assicurare che tutti i componenti si trovino alla temperatura ambiente. Ciò vale, in particolare, per i transistori e per le resistenze NTC (termistori). Questa osservazione vale, principalmente, per gli apparecchi di serie provenienti da una linea di montaggio veloce dove i componenti sono ancora caldi per il contatto con il saldatore. Il ricevitore non deve, però, essere neppure eccessivamente freddo; ecco perché è necessario che i ricevitori, provenienti da una linea di montaggio, o da un magazzino, rimangano qualche ora nell'ambiente a temperatura normale, del laboratorio.

Si comincia, innanzi tutto, con il controllo della **corrente di riposo di collettore** dello stadio finale di bassa frequenza che, nella maggioranza dei casi, è in controfase. Per far ciò, si inserisce un milliamperometro con bassa resistenza interna nella linea di alimentazione dei collettori dei due transistori finali; ed esattamente, in serie alla presa centrale del primario del trasformatore di uscita. La tensione di polarizzazione di base ottenuta dall'apposito partitore, viene portata rispettivamente alle basi dei due transistori finali attraverso la presa centrale del secondario del trasformatore-pilota; si regola questa tensione di polarizzazione di base, agendo sul potenziometro-trimmer inserito nel partitore di base, in modo che la corrente di riposo del collettore raggiunga il valore indicato nello schema di servizio del ricevitore, oppure fornito nei dati di taratura del medesimo.

L'esatto valore della corrente di riposo di collettore è molto importante, e di solito è sempre indicato negli schemi elettrici dei ricevitori a transistori. Prima di questa operazione, il ricevitore deve rimanere, sotto tensione per circa un minuto. Durante la messa a punto del valore della corrente di riposo di collettore dello stadio finale in controfase, il potenziometro del volume dev'essere portato a zero, e la tensione di alimentazione della batteria deve avere il valore stabilito dal costruttore. Per concretizzare questa procedura, abbiamo scelto un apparecchio AM/FM prodotto dalla Blaupunkt, (Derby 22560), figura 1.

Per questo ricevitore, il milliamperometro inserito nella linea di alimentazione dei collettori, va portato sulla scala di 15 mA. Come indicato in figura 1, si regolerà la resistenza trimmer R 735, in modo che lo strumento indichi una corrente di riposo di collettore di 5 mA (+ 20%; — 10%).

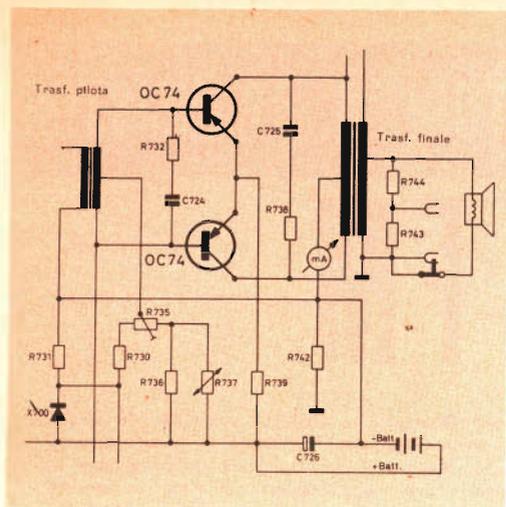



Fig. 1 - Schema elettrico di principio di uno stadio finale in controfase.

Taratura dell'amplificatore di media frequenza AM

Si procede ora alla taratura dell'amplificatore di media frequenza AM. Innanzi tutto, si collega in parallelo all'altoparlante un misuratore di uscita con resistenza interna uguale o superiore a 100 Ω. Sia il ricevitore che il generatore di segnali vengono collegati ad una massa comune, e la tensione di media frequenza proveniente dal cavo del generatore viene portata all'ingresso dello stadio mescolatore oscillatore AM, attraverso un attenuatore (1 : 100), come indicato in figura 2. Soltanto ora il ricevitore verrà portato in condizione di ricezione delle onde medie. L'indice della scala va portato in corrispondenza della frequenza di 1,6 MHz, mentre il potenziometro del volume va ruotato al massimo. La tensione di uscita del generatore deve essere più bassa possibile, in modo da non sovraccaricare i transistori.

A questo punto ha inizio la taratura dell'amplificatore di media frequenza vera e propria; si comincia con l'ultimo trasformatore di media frequenza, e cioè quello dalla parte del diodo rivelatore, e si procede verso il circuito di antenna, regolando i nuclei dei vari trasformatori di media frequenza sul primo punto massimo di risonanza. L'indice del misuratore di uscita deve segnare 0,5 V corrispondenti a circa 50 mV.

In alcuni tipi di ricevitori più elaborati si trova un circuito-trappola per la frequenza della media frequenza. È necessario, in questi casi, tarare anche questo circuito. Per far ciò, si porta l'uscita del generatore all'ingresso di antenna del ricevitore, mentre l'indice della scala del ricevitore si porta sulla frequenza di circa 530 kHz. Il nucleo di questo circuito di assorbimento di media frequenza verrà regolato per il minimo segnale di uscita indicato dall'indice del misuratore di uscita.

Taratura dell'oscillatore e dello stadio di radiofrequenza

Effettuata nel modo innanzi detto la taratura dell'amplificatore di media frequenza, si procede ora alla taratura dell'oscillatore AM e dello stadio amplificatore di radiofrequenza nel circuito di antenna. Nel caso del nostro ricevitore, si porta l'indice della scala in corrispondenza di un punto di taratura indicato sulla medesima e corrispondente al condensatore variabile tutto inserito. Il segnale di radiofrequenza proveniente dal generatore viene applicato all' ingresso di antenna del ricevitore attraverso una antenna fittizia, come indicato nelle figure 3a e 3b.

Si porterà ora la frequenza del generatore sullo stesso valore di frequenza indicato nel punto di taratura segnato sulla scala parlante, e si regolerà la bobina dell'oscillatore fino ad ottenere il segnale in altoparlante. Contemporaneamente, si agirà sul nucleo della bobina di accordo del circuito di radiofrequenza per il massimo di uscita in altoparlante. Fatto ciò, si porta l'indice sul lato opposto della scala parlante, e cioè dal lato delle frequenze più elevate, in corrispondenza del punto di taratura indicato sulla scala stessa, si porterà su questo valore di frequenza il generatore e si regolerà il trimmer sul circuito dell'oscillatore fino ad ottenere il segnale in altoparlante; questo segnale, poi, verrà por-

tato al massimo, agendo sul trimmer presente nel circuito amplificatore di radiofrequenza.

Il passaggio da un estremo all'altro della scala parlante e le corrispondenti regolazioni della bobina e del trimmer vanno ripetuti per ogni gamma d'onda varie volte, fino ad ottenere una risposta perfetta in altoparlante in corrispondenza dei punti di taratura segnati sulla scala, e fino a che, agendo sulle regolazioni di massimo, rispettivamente la bobina e il trimmer nel circuito di radiofrequenza, non si ottiene alcun miglioramento di sensibilità.

Quanto alla procedura di taratura delle varie bande, precisiamo che si inizia la taratura partendo dalla banda delle onde corte, successivamente si tara la banda delle onde medie, ed infine si tara la banda delle onde lunghe.

In alcuni apparecchi il circuito di radiofrequenza si trova avvolto sulla stessa antenna di ferrite. In questo caso, per iniettare il segnale di radiofrequenza proveniente dal generatore, si fa una bobina di accoppiamento, formata da 20 spire avvolte su un diametro di 6 cm, e la si dispone nelle vicinanze dell'antenna in ferrite; successivamente si regolano le spire della bobina avvolta sull'antenna in ferrite e il trimmer per il massimo di uscita della frequenza di taratura.

La taratura della sezione AM del ricevitore, a questo punto, si può dire compiuta; si toglie pertanto il misuratore di uscita dalla bobina mobile dell'altoparlante, e ci si preparerà alla taratura della sezione FM dello stesso ricevitore.

Taratura della sezione FM del ricevitore

Innanzi tutto si procede alla taratura dell'amplificatore di media frequenza e, nella maggior parte dei casi, va accordato alla frequenza di 10,7 MHz. Per misurare la tensione all'uscita del rivelatore a rapporto, è necessario impiegare un voltmetro con resistenza interna abbastanza elevata, e precisamente uguale o superiore a 50 kΩ/V. Il generatore va portato alla frequenza di 10,7 MHz, e il suo segnale di uscita va accoppiato capacitivamente mediante un condensatore da 2,4 pF sul primo circuito accordato di media frequenza. Ovviamente, il commutatore di gamma del ricevitore va portato nella posizione per la ricezione FM.

L'indice della scala va portato verso il lato delle frequenze più elevate. Dopodiché si accordano innanzi tutto il primario dell'ultimo trasformatore di media frequenza, e successivamente tutti gli altri trasformatori di media frequenza, fino all'uscita dello stadio convertitore. Successivamente si tara il secondario dell'ultimo trasformatore di media frequenza (rivelatore a rapporto) per una uscita O.V. Tutti gli altri circuiti vengono, invece, tarati per il massimo di uscita del voltmetro inserito sul rivelatore a rapporto. Per la messa a punto del potenziometro trimmer da 2 ... 5 kΩ nel secondario del rivelatore a rapporto, è necessario di nuovo collegare in parallelo all'altoparlante il misuratore di uscita: come è noto, questo potenziometro trimmer viene regolato per la migliore soppressione dei segnali modulati in ampiezza (reiezione AM).

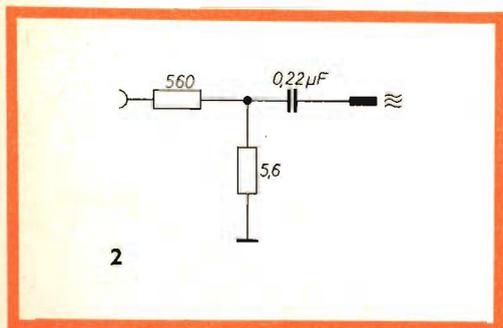



Fig. 2 - Attenuatore per la taratura dell'amplificatore di media frequenza AM.

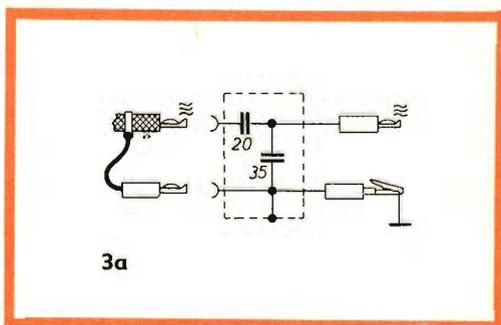



Fig. 3a - Un esempio di antenna fittizia.

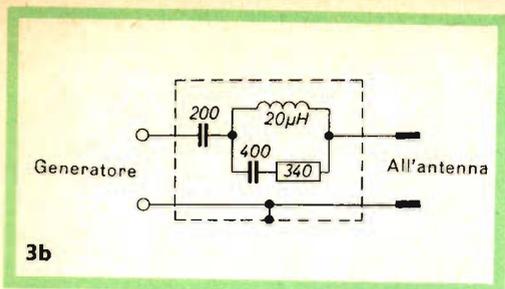
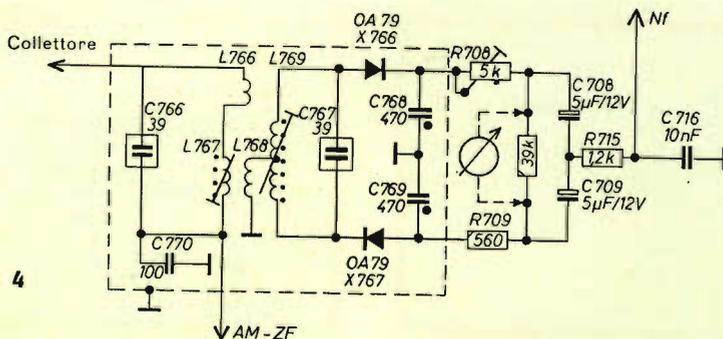



Fig. 3b - Antenna fittizia usata normalmente per la taratura di apparecchi radio a transistori.

Per l'effettuazione pratica di questa misura ci riferiamo ancora al ricevitore portatile della Blaupunkt, Derby 22560. In figura 4 riportiamo lo schema elettrico dell' ultimo trasformatore di media frequenza comprendente il rivelatore a rapporto. Per la messa a punto del potenziometro R 708 per la soppressione di segnali modulati in ampiezza, è necessario disporre di un segnale di radiofrequenza modulato in ampiezza con un segnale di 400 Hz e percentuale di molulazione del 30%. Con un siffatto segnale si deve ottenere, nel circuito rivelatore a rapporto, una tensione di 1,4 V; il potenziometro trimmer R 708 (figura 4) viene ora regolato per il minimo di tensione, letto sul misuratore di uscita. Il valore della sensibilità dell' amplificatore di media frequenza viene riferito ad un valore di tensione del rivelatore a rapporto oscillante tra 0,1 V e 0,5 V.

Taratura dell'oscillatore FM e del circuito di antenna.

L'ultima operazione di taratura riguarda la messa a punto dell'oscillatore FM e del circuito intermedio di antenna. Il segnale di radiofrequenza modulato in FM proveniente dal generatore viene portato sull'antenna telescopica del ricevitore attraverso un cavo coassiale di 60 Ω. Anche in questo caso, si comincia portando l'indice verso l'estremità della scala parlante con frequenza più bassa (circa 88 MHz), in corrispondenza del punto di taratura come per la gamma AM e, successivamente, dall'altro lato della scala parlante verso le frequenze alte (100 - 104 MHz); in queste due posizioni estreme della scala si regola la bobina dell'oscillatore, fino ad ottenere un'indicazione dal voltmetro inserito sul rivelatore a rapporto. Contemporaneamente si agisce sul circuito di antenna per ottenere il massimo di questa stessa indicazione.

Questa operazione, come l'analoga per la taratura della sezione AM, va ripetuta svariate volte, in modo da ottenere un perfetto allineamento della scala parlante con la banda da ricevere e, contemporaneamente, per avere la migliore amplificazione dei segnali ricevuti.

Dopo avere effettuato questo ultimo processo di taratura, si provvederà ad applicare una vernice di sicurezza sul potenziometro trimmer del rivelatore a rapporto, e a versare della cera sui nuclei dei trasformatori di media frequenza.

L. C.

Fig. 4 - Schema elettrico di un rivelatore a rapporto.

RICEVITORE A SEI TRANSISTOR PER OM

Vengono descritte le caratteristiche di un ricevitore che impiega, nello stadio d'uscita, una coppia di transistor a simmetria complementare. La tensione di alimentazione è di 6 V. La potenza d'uscita è di 160 mW con distorsione inferiore al 10%. L'impedenza dell'altoparlante è di 15 Ω. La potenza d'uscita di 50 mW si ottiene con una intensità di campo inferiore a 250 μV/m entro tutta la gamma coperta, con un rapporto segnale disturbo di 26 dB per 570 μV/m ad 1 MHz.

I semiconduttori impiegati sono i seguenti:

AF 116	Convertitore
2 x AF 117	Amplificatori di media frequenza
AC 126	Amplificatore BF
AC 127 - AC 132	Stadio d'uscita a simmetria complementare
OA 79	Diodo rivelatore
OA 81	Diodo per il C.A.S.

Per quanto riguarda l'alta frequenza, questo tipo di ricevitore differisce dagli

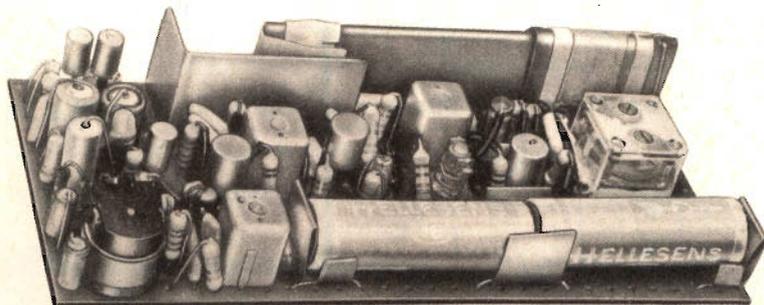



Fig. 1 - Realizzazione sperimentale del ricevitore a sei transistor.

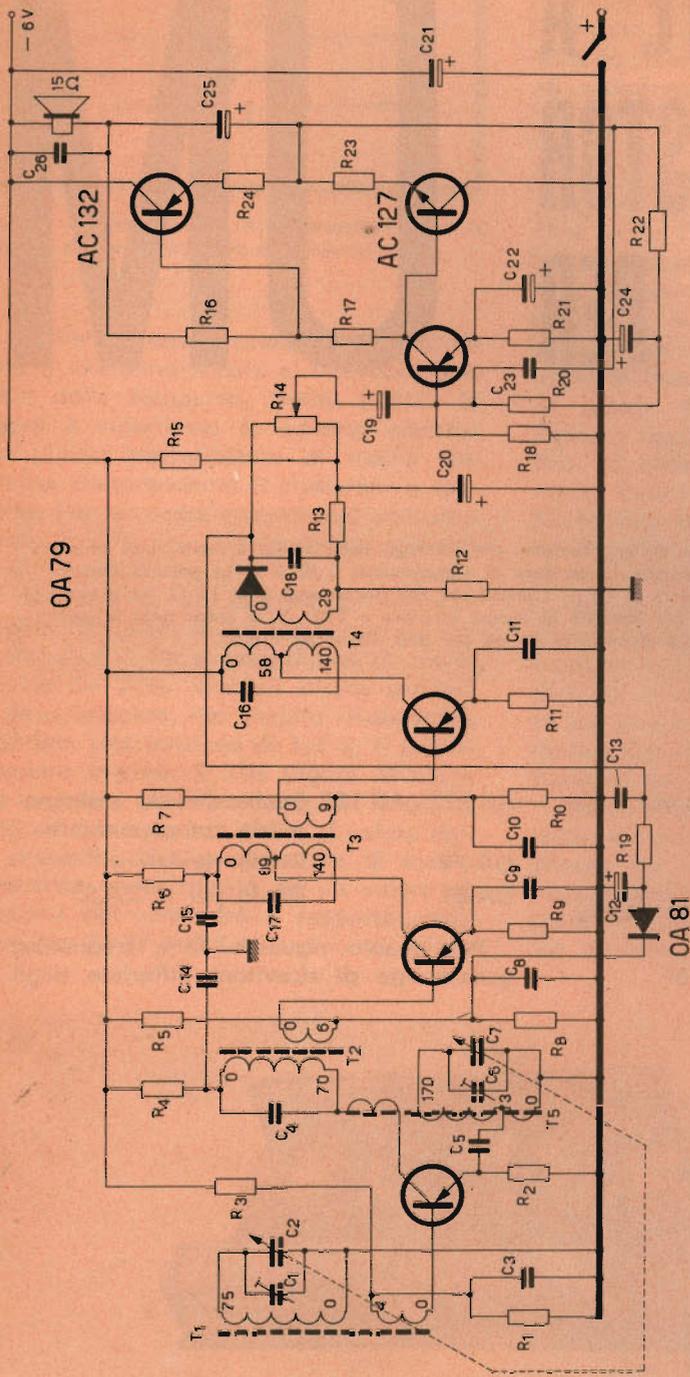



Fig. 2 - Schema elettrico del ricevitore a sei transistor.

Resistenze

R_1 = 8,2 kΩ	R_{11} = 1 kΩ	R_{20} = 10 kΩ
R_2 = 1 kΩ	R_{12} = 2,2 kΩ	R_{21} = 330 Ω
R_3 = 33 kΩ	R_{13} = 330 Ω	R_{22} = 6,8 kΩ
R_4 = 1 kΩ	R_{14} = 2,5 kΩ (potenz. log.)	R_{23} = 1 Ω
R_5 = 56 kΩ	R_{15} = 12 kΩ	R_{24} = 1 Ω
R_6 = 2,2 kΩ	R_{16} = 680 Ω	
R_7 = 15 kΩ	R_{17} = 82 Ω	
R_8 = 3,3 kΩ	R_{18} = 8,2 kΩ	
R_9 = 270 Ω	R_{19} = 1,8 kΩ	
R_{10} = 4,7 kΩ		

Condensatori

C_1 = 1 ÷ 10 pF (compensatore)	C_7 = 4 ÷ 80 pF (variabile)	C_{17} = 470 pF
C_2 = 4 ÷ 180 pF (variabile)	C_8 = 47 nF	C_{18} = 22 nF
C_3 = 47 nF	C_9 = 47 nF	C_{19} = 10 μF
C_4 = 2000 pF	C_{10} = 47 nF	C_{20} = 10 μF
C_5 = 22 nF	C_{11} = 47 nF	C_{21} = 100 μF
C_6 = 1 ÷ 10 pF (compensatore)	C_{12} = 5 μF	C_{22} = 25 μF
	C_{13} = 47 nF	C_{23} = 330 pF
	C_{14} = 47 nF	C_{24} = 10 μF
	C_{15} = 47 nF	C_{25} = 100 μF
	C_{16} = 470 pF	C_{26} = 47 nF
		Altop. = 15 Ω

SFRUTTATE

la potenza di vendita delle pile

MALLORY

- Durata fino a dieci volte superiore
- Assolutamente stagne in magazzeno come nell'uso
- Struttura a duplice involucro d'acciaio
- Si mantiene fresca come all'uscita dello stabilimento

sempre nuove idee nel campo delle pile

Mallory Batteries SRL Milano Via Catone 3

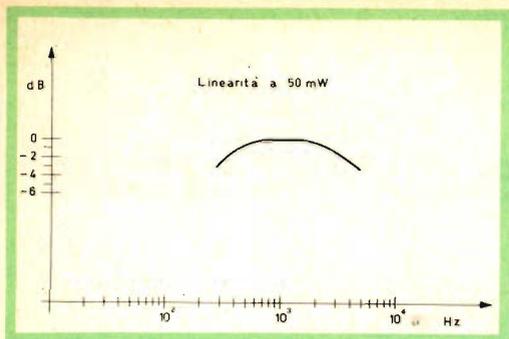



Fig. 3 - Curva di risposta misurata a 50 mW.

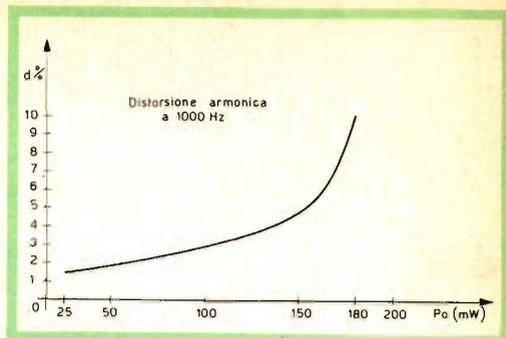



Fig. 4 - Distorsione armonica alla frequenza di 1000 Hz.

altri per il controllo automatico di sensibilità ritardato. Questo allo scopo di disporre della maggior tensione possibile all'uscita del rivelatore.

In bassa frequenza si è impiegato un AC 126 per pilotare lo stadio finale del tipo single - ended a simmetria complementare.

DATI COSTRUTTIVI

Condensatore variabile	: Philips tipo AC 1033
Antenna in ferrite	: PDA/100/IV B
Medie frequenze ed oscillatore	: NEOSID F 12 × 12

Bobina d'aereo

Circuito accordato: 75 spire con filo da 0,10 SM/SE. Q_o = 100 alla frequenza di 1 MHz (misura eseguita con la bobina montata nel ricevitore).

Secondario: 4 spire con lo stesso filo.

Oscillatore

primario : 0 - 3 - 170 spire,
secondario: 10 spire.

L'oscillatore è realizzato senza coppetta e senza schermo.

I[a]) Media frequenza

primario : 70 spire C = 2000 pF
Q_o = 40,

secondario: 6 spire.

II[a]) Media frequenza

primario : 0 - 89 - 140 spire
C = 470 pF Q_o = 80.

secondario: 9 spire.

III[a]) Media frequenza

primario : 0 - 58 - 140 spire
C = 470 pF Q_o = 80.

secondario: 29 spire avvolte in bifilare col primario.

Per tutti gli avvolgimenti primari è stato impiegato il filo da 0,10 SM/SE, per i secondari 0,10 SM.

I secondari sono avvolti sotto i primari.

PRESTAZIONI OTTENUTE

A) Sezione bassa frequenza

Misure ricavate a 1000 Hz.

Si ottengono 50 mW su un carico di 15 Ω con 9,5 mV in base all'AC 126.

Per una distorsione totale del 10% si ottiene una potenza d'uscita di 180 mW con 19 mV in base dell'AC 126.

La banda passante a —3 dB riferita a 1000 Hz (50 mW) va da 280 a 4700 Hz (vedi fig. 3).

Per la distorsione in funzione della potenza vedere la fig. 4.

B) Sezione a radio frequenza

Si ottengono 50 mW di BF entrando in base dell'AF 116 con un segnale di 1,5 μV

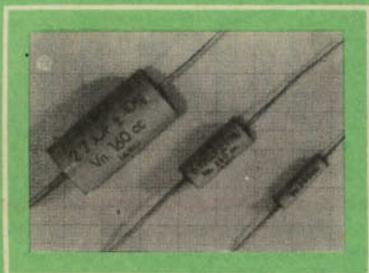
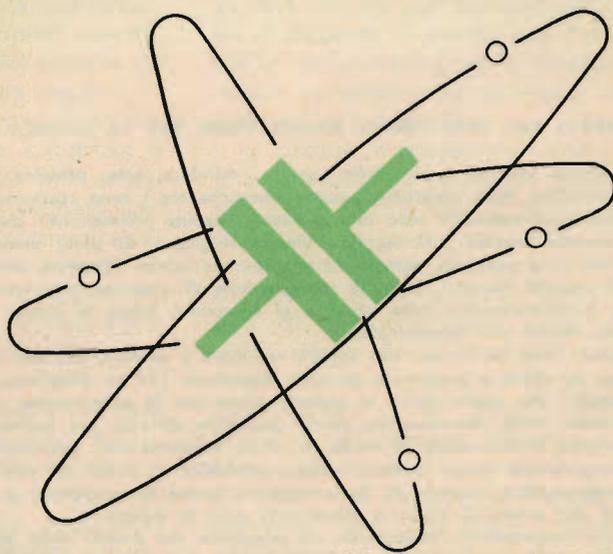
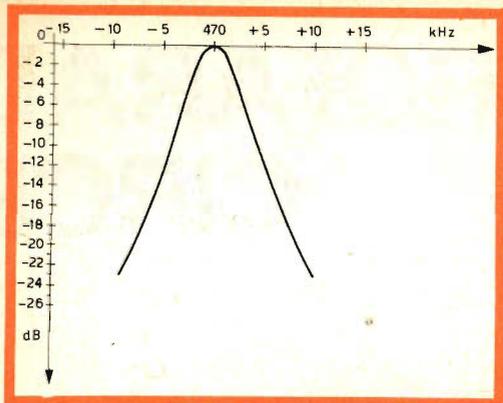



Fig. 5 - Curva di selettività di media frequenza.

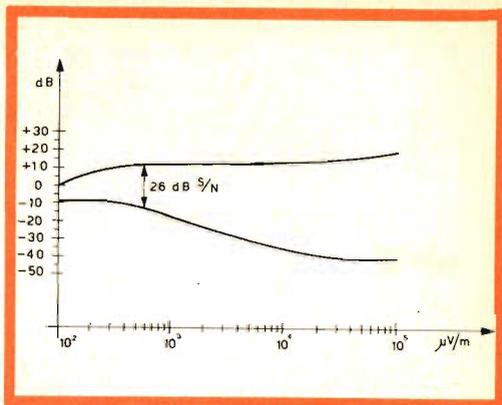



Fig. 6 - Curva caratteristica del CAS e del rapporto segnale, disturbo (S/N) alla frequenza di 1 MHz (m = 30% 400 Hz).

modulato al 30% con 400 Hz. La selettività della media frequenza (470 kHz) a ± 9 kHz è di 22 dB (vedi fig. 5).

La sensibilità in antenna è:

f(kHz)	550	1000	1550
µV/m	250	100	80

Per il rapporto S/N e il C.A.S., vedere fig. 6.

L. C.

LA SCOPERTA DEL PROF. NATTA PREMIO NOBEL PER LA CHIMICA 1964

Molte sostanze naturali e sintetiche (cotone, cellulosa, seta, proteine, gomma naturale, guttaperca, materie plastiche, fibre sintetiche, gomme sintetiche ecc.) sono costituite da macromolecole. In molti casi queste macromolecole sono catene lineari (catene polimeriche) ciascuna delle quali è costituita da un numero elevato (ad esempio diverse migliaia) di unità monomeriche unite chimicamente l'una all'altra (si pensi ad esempio ad una comune catena composta da un numero elevato di anelli).
In molti prodotti naturali, le unità monomeriche di ciascuna macromolecola sono tra loro chimicamente e geometricamente tutte uguali e si succedono lungo la catena stessa in modo ordinato, secondo una regola ben determinata.
Fino a pochi anni fa, l'uomo non sapeva realizzare a piacere, nei suoi polimeri sintetici, questo tipo di ordine; in effetti a partire da un dato monomero (ad es. propilene, stirolo, butadiene, ecc., prodotti semplici che costituiscono le materie prime per la preparazione dei polimeri sintetici) si possono ottenere unità monomeriche aventi geometrie diverse: nei polimeri sintetici preparati prima della scoperta fondamentale di Natta, le unità monomeriche, geometricamente diverse l'una dall'altra, si succedevano lungo ciascuna catena polimerica in modo del tutto disordinato. La polimerizzazione stereospecifica scoperta da Natta consente invece di controllare a piacere il fenomeno, riproducendo ciò che prima di allora si riscontrava solo in natura.
Per meglio comprendere l'importanza sia scientifica che pratica della polimerizzazione stereospecifica, è sufficiente tener presente che le caratteristiche dei polimeri non dipendono solamente dalla loro composizione chimica, ma anche e soprattutto dalla conformazione geometrica delle unità monomeriche e dal modo con il quale queste sono tra loro concatenate; ad esempio la gomma naturale e la guttaperca hanno la stessa composizione chimica globale, ma hanno proprietà tra loro ben diverse; così dicasi per l'amido e la cellulosa. In generale si osserva che i polimeri ordinati hanno caratteristiche meccaniche, fisiche, termiche ecc., nettamente superiori a quelle dei polimeri non ordinati, aventi la stessa composizione chimica.
Quest'ultima osservazione mette direttamente in evidenza l'importanza pratica della scoperta di Natta, per la preparazione di nuove materie plastiche, nuove fibre e nuove gomme sintetiche.

RICE - TRASMETTITORE A TRANSISTORI PER LA BANDA DI 11 metri

L'alimentazione di questo interessante rice-trasmettitore è effettuata da una batteria a 9 V per ricevitori a transistori. La portata (antenna telescopica) oscilla, a seconda delle condizioni del terreno da 1 a 3 km; la sensibilità della sezione ricevente è circa 1 μV. Le sezioni ricevente-trasmittente sono controllate a quarzo; il valore esatto della frequenza dei quarzi dipende dalle frequenze assegnate dal ministero delle poste e telecomunicazioni (P T). Tra le particolarità salienti di questo apparato segnaliamo il dispositivo di bloccaggio del fruscio e la possibilità di inserire la cuffia, la quale esclude automaticamente l'altoparlante.

L' apparecchio può funzionare in uno dei 28 canali ammessi compresi tra le frequenze 26690 e 27280 kHz. In ricezione, l'assorbimento massimo è di 12 mA; in trasmissione esso sale fino a 30 mA.

Con questi consumi la durata di vita della batteria va da 75 fino a 100 ore.

Il circuito

Come di solito si usa in simili apparati, la sezione di bassa frequenza (a sinistra in basso) e l'altoparlante (al centro) vengono impiegati sia in ricezione che in trasmissione. In particolare, in condizioni di trasmissione, l'altoparlante funziona da microfono mentre la sezione di bassa frequenza funziona da modulatore AM. Il jack per l'inserzione della cuffia è disposto in modo che l'altoparlante viene escluso soltanto in ricezione rimanendo costantemente collegato con il microfono in trasmissione.

Il circuito trasmettitore vero e proprio è a due stadi (a destra in basso); lo stadio pilota oscilla con il quarzo X2 collegato tra una presa intermedia della bobina del circuito di collettore e la base del medesimo transistore. Il segnale modulato di radiofrequenza viene prelevato dallo stadio finale mediante un partitore di tensione capacitivo e, attraverso un commutatore e un trasformatore, viene applicato all' antenna telescopica. La bobina L4 accorda l' antenna telescopica in un quarto di lunghezza d'onda (1/4 λ), (effettua, cioè, un reale prolungamento dell'antenna). La messa a terra dell'antenna va effettuata attraverso lo chassis dell' apparecchio, la mano e il corpo dell'operatore.

È bene qui ricordare come in simili apparecchi una buona messa a terra consente una maggiore portata dell' apparato medesimo. Per esempio, se in trasmissione si afferra con una mano qualche oggetto metallico piantato nel suolo si è

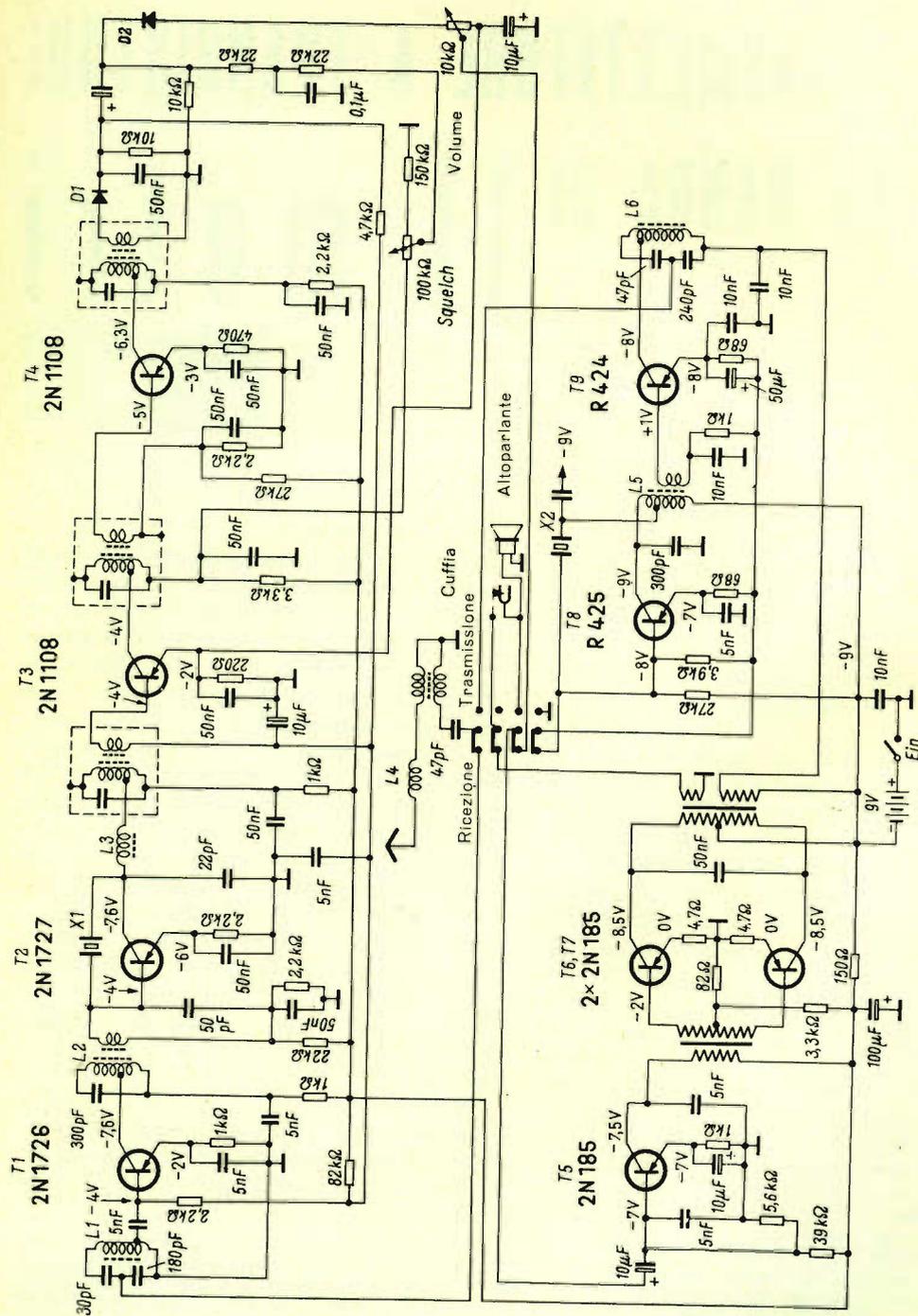
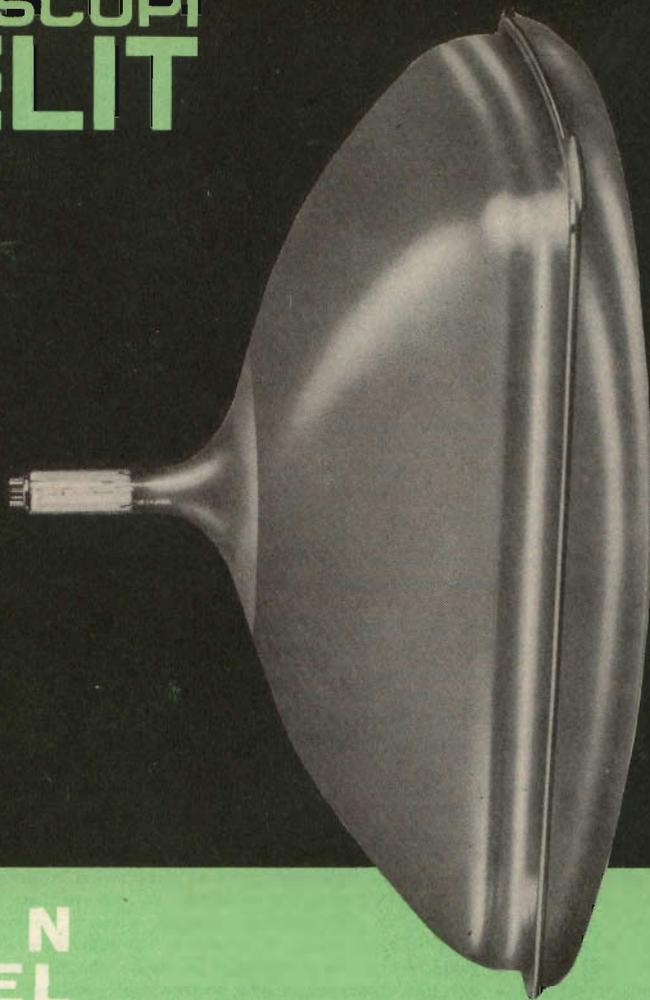



Fig. 1 - Schema elettrico del rice-trasmettitore. Condizione di funzionamento = ricezione.

constatato che la portata del rice-trasmettitore aumenta considerevolmente.

Osservando lo schema di fig. 1 si vede come la parte superiore è occupata quasi completamente dalla sezione ricevente. Il primo transistore funziona da stadio amplificatore RF. Lo stadio oscillatore è pilotato a quarzo (X1); sulla bobina L3 è presente il segnale a frequenza intermedia amplificato dai transistori T3 e T4 e successivamente demodulato dal diodo D1 dove si trova il segnale di bassa frequenza e la tensione del controllo automatico di guadagno.

Il diodo D2 con il relativo potenziometro da 10 kΩ serve per bloccare la sezione di bassa frequenza nelle pause di trasmissione. Solo quando la tensione del segnale, (in generale sempre più elevata della tensione di bloccaggio prodotta dal diodo D2) ha il sopravvento, la sezione di bassa frequenza viene bloccata.

SI MISURA L'UNIVERSO CON L'ECO RADAR

Per la prima volta, scienziati sovietici sono riusciti ad ottenere l'eco radar da Giove. Il radar, come si sa, è una trasmissione radio di andata e ritorno. Dal 1946 i contatti radar con la Luna sono diventati pressochè usuali e almeno dieci stazioni astronomiche, dislocate in sei Paesi diversi, hanno ottenuto segnali di ritorno riflessi dal nostro satellite.
La cosa diventa enormemente più difficile quando per bersaglio si abbia non la Luna, ma un pianeta; infatti, se l'oggetto da colpire con l'impulso radar è solo due volte più distante della Luna, bisogna aumentare la potenza dell'antenna trasmittente di ben sedici volte. Ora anche nelle più favorevoli circostanze Venere è cento volte, Marte 145 volte e Giove addirittura milleseicento volte più distante della Luna.
Pur tuttavia nel febbraio del 1958 il Lincoln Laboratory negli Stati Uniti ottenne il primo impulso radar di ritorno da Venere. Veramente gli impulsi radar erano così deboli che per distinguerli dai rumori di fondo del radiotelescopio si dovettero analizzare tutti i segnali ricevuti dall'antenna, ciò che costò un intero anno di lavoro. Nel frattempo, però, le apparecchiature radio sono state potenziate e migliorate soprattutto con l'introduzione dell'amplificatore maser.
Perciò in questi ultimi anni i contatti radar con i pianeti più vicini si sono moltiplicati. Più volte le antenne sono state dirette su Venere, captando poi nitidi segnali di ritorno. Nell'estate del 1962 i sovietici dell'istituto di radio ed elettronica sotto la guida del professor Kotelnikov stabilirono un contatto radar con Mercurio e nel gennaio e febbraio dello scorso anno il Jet propulsion laboratory (U.S.A.) ottenne un bel risultato riuscendo a captare le onde radio ritrasmesse da Marte.
Ma, come abbiamo detto, le difficoltà tecniche crescono grandemente con l'aumentare delle distanze e, a causa appunto della enorme estensione che ci separa dai cosiddetti pianeti superiori, Giove, Saturno, Nettuno, ecc., il contatto radar con qualcuno di essi non sembrava una operazione di imminente realizzazione. Il fatto che gli studiosi sovietici abbiano inviato e ricevuto onde radio da Giove è dunque, un loro brillante successo. Al momento dell'esperimento, che è stato effettuato anche questa volta sotto la guida del professor Kotelnikov, Giove distava dalla Terra seicento milioni di chilometri; tanto che le onde elettromagnetiche hanno impiegato per coprire il percorso di andata e ritorno un'ora e sei minuti.
Il cercare il collegamento radar con pianeti sempre più distanti può sembrare — a prima vista — un virtuosismo tecnico fine a se stesso. In realtà i risultati pratici di simili operazioni non si limitano alla buona riuscita della operazione. In primo luogo essi sono serviti a dare una più esatta misura della unità astronomica, cioè della distanza media che separa la Terra dal Sole.
Per un insieme di circostanze che al profano possono apparire strane e che qui sarebbe troppo lungo spiegare, l'astronomia ha avuto la possibilità di misurare tutte le distanze planetarie con questa unità, senza conoscere — si badi bene — a quanti chilometri essa corrispondesse realmente. Si sapeva soltanto che il valore comunemente accettato di 149 milioni 643 mila chilometri era approssimato con un errore di varie migliaia di chilometri.
Cronometrando ora l'intervallo di tempo che gli impulsi radar impiegano per andare e tornare da un pianeta prescelto e conoscendo la velocità con cui tali impulsi viaggiano, velocità che è uguale a quella della luce, si deduce subito la distanza del pianeta misurata in chilometri; ma poichè tale distanza è pure misurata, con grande precisione, in unità astronomiche, una immediata riduzione permette di stabilire il valore della unità astronomica in chilometri. Con le osservazioni recenti è stato trovato che la distanza media Terra-Sole è di 149 milioni 565 mila 800 chilometri, cioè sensibilmente minore di quanto si era stimato fino ad oggi. Il risultato è particolarmente importante in questa nostra epoca che preparandosi ai voli interplanetari ha bisogno di conoscere l'esatta distanza che ci separa dai vari corpi celesti meta dei futuri razzi o delle future astronavi.
L'analisi degli impulsi radar ricevuti può anche dare indicazioni sullo stato fisico del corpo che li riemette. Tutto il disco lunare è stato scandagliato con questo sistema. Secondo il Pettengill, radioastronomo americano, gli echi da Venere sembrano riemessi da una superficie liscia e solida, mentre il suolo di Marte sarebbe formato da aree in parte rugose, in parte levigate. Mercurio, invece, ha una costituzione assai simile a quella della Luna.

UN PREAMPLIFICATORE BF DA LABORATORIO

Un preamplificatore per basse frequenze è sempre utile in un laboratorio radio TV. Questo che ci accingiamo a descrivere è a transistori per cui il suo impiego è indipendente dalla tensione di rete. È a due stadi e può essere usato sia come « signal tracer » sia come indicatore di campi magnetici sia infine come amplificatore microfonico. Lo schema elettrico è indicato in fig. 1. Sono stati impiegati anche altri tipi di transistori equivalenti. La realizzazione elettrica e la taratura non sono critiche; si deve solo fare attenzione a saldare molto accuratamente i terminali dei transistori e di provvedere ad una opportuna schermatura. Tutti i componenti elettrici e le batterie possono essere contenuti in una piccola scatoletta di legno. Per l'ingresso sono sufficienti due normali boccole che possono essere inserite anche ai morsetti di uscita del preamplificatore. Il collegamento dell'uscita di questo preamplificatore con l'ingresso di un amplificatore di potenza può essere effettuato mediante un cavo schermato della lunghezza di circa 1,5 m (fig. 2).

Qui di seguito descriviamo alcuni impieghi particolari di questo preamplificatore.

Preamplificatore per microfoni

Al nostro preamplificatore possono essere collegati microfoni a nastro, altoparlanti e persino cuffie purché, ovviamente, questi abbiano un valore di impedenza compreso tra 5 e 200 Ω. Per microfoni con impedenza più elevata è necessario applicare un opportuno trasformatore d'ingresso di adattamento. In fig. 3 è indicato lo schema elettrico di un siffatto trasformatore munito di un interruttore a due polarità che consente di passare da un ingresso a bassa impedenza ad un ingresso ad alta impedenza.

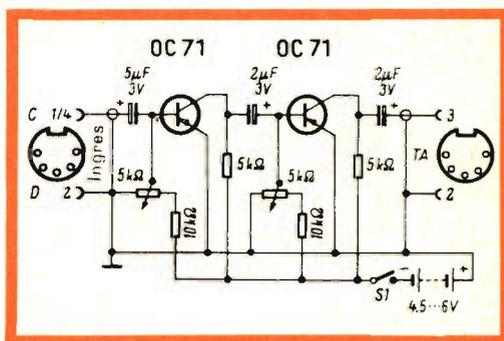



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore.

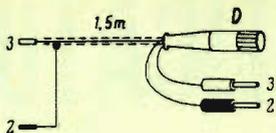



Fig. 2 - Cavo di collegamento allo stadio finale.

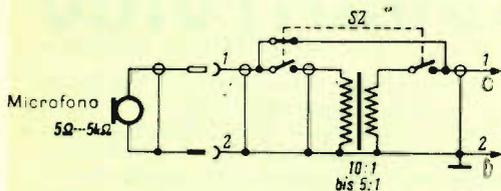



Fig. 3 - Trasformatore microfonico con possibilità di commutazione per l'ingresso ad alta e a bassa impedenza.

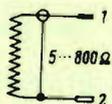



Fig. 4 - Schema di principio della bobina dell'indicatore di campo.

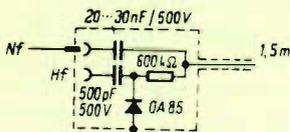



Fig. 5 - Schema elettrico della sonda.

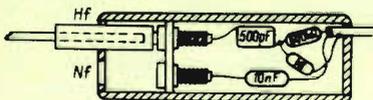



Fig. 6 - Disposizione degli elementi all'interno della sonda.

Indicatore di campi magnetici

Per questo particolare impiego è necessario avvolgere su una piastra di bachelite del filo di litz per alta frequenza oppure anche semplicemente del filo di rame smaltato. La resistenza dell'avvolgimento è bene che non superi il valore di 800 Ω. I terminali della bobina vengono collegati ad un cavetto schermato lungo 1,5 m la cui estremità viene a sua volta collegata all'ingresso del preamplificatore. Allo scopo può servire anche una vecchia bobina di antenna avvolta a nido d'ape (fig. 4).

È sufficiente che la bobina venga a trovarsi in un campo magnetico variabile anche di tenue intensità perché si produca nelle sue spire una corrispondente tensione alternata che successivamente può essere amplificata dal preamplificatore e ascoltata in altoparlante. Nel laboratorio radio TV questo impiego può essere usato per rivelare una schermatura imperfetta del trasformatore di rete o della impedenza di arresto nel circuito di alimentazione.

Signal tracer

Se all'ingresso del nostro preamplificatore inseriamo una opportuna sonda, ecco che possiamo disporre di un signal tracer molto semplice e maneggevole. È nota la grande utilità del signal tracer nel lavoro di riparazione di apparecchi radio o di televisori. Se non si dispone di un generatore per l'iniezione del segnale ci si può servire del segnale emesso dalla emittente locale che può essere seguito, nel radioricevitore, dall'antenna fino all'altoparlante.

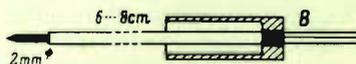
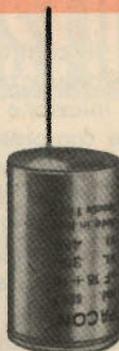
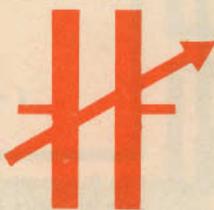



Fig. 7 - Puntale della sonda.

FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501
FACON

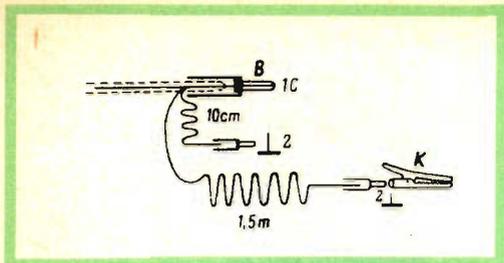



Fig. 8 - Cavo di collegamento alla sonda.

Fig. 9 - Stadio di amplificazione aggiuntivo da collegare all'uscita 3-2 del preamplificatore.

Per il controllo degli amplificatori di bassa frequenza può servire come segnale di iniezione un valore della tensione di rete compreso fra 0,5 e 2 V.

La costruzione della sonda non è critica. In fig. 6 è riportata la disposizione dei componenti. In fig. 7 è riportato il puntale della sonda. L'interno della sonda dovrà essere schermato con un foglio di rame.

Qualora i due stadi dell'amplificatore non fossero sufficienti a pilotare lo stadio finale si potrà aggiungervi un terzo stadio dimensionato come indicato in fig. 9. Qualora per l'alimentazione del preamplificatore si dovesse usare la tensione di rete si potrà impiegare molto vantaggiosamente lo schema elettrico dell'alimentatore indicato in fig. 10; la tensione di alimentazione di rete viene prelevata dall'avvolgimento secondario per l'accensione dei filamenti.

DATI TECNICI DEL PREAMPLIFICATORE

Amplificazione: 700 X
Ingresso: 2 mV/1000 Hz
Uscita: 800 mV ... 1,3 V
Consumo: 4,5 ... 6 V/ ... 6 mA
Campo di frequenza: 50 ... 14000 Hz

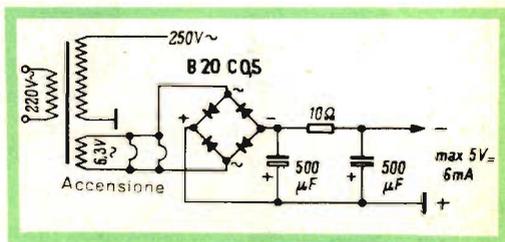



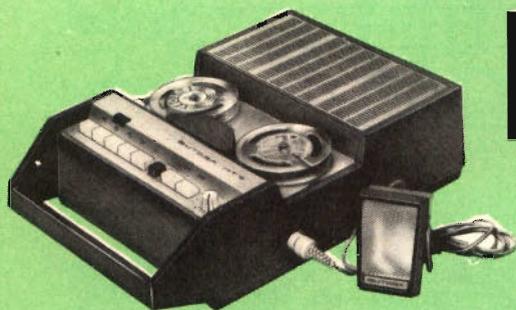
Fig. 10 - Schema elettrico dell'alimentatore del preamplificatore.

A. M.

Sull'aspetto teorico della misurazione delle temperature a mezzo di sonde termometriche riferisce l'ing. Paul Le Gavrian della C.G.E.E. di Parigi in un articolo apparso nel numero di ottobre della rivista « Petrole informations », intitolato « La misurazione industriale delle temperature ». L'articolo comprende anche considerazioni sulla protezione delle sonde termometriche e sulla misurazione delle temperature a mezzo di pirometri ottici, oltre ai principali sistemi di misurazione con le stesse sonde. L'essenziale di questo articolo è il tentativo di dare una risposta esaminando i diversi metodi correntemente impiegati nell'industria.

Il numero di ottobre del « Scientific American » pubblica un articolo di G. S. Brindley sulla « Immagine residua » e descrive i recenti esperimenti che hanno fatto luce sul meccanismo di questi curiosi fenomeni visivi e che hanno stimolato molte nuove profonde considerazioni sulla fotochimica della normale capacità visiva dell'uomo.

Il numero di novembre della rivista « Sapere » (ed. Comunità) pubblica un ampio resoconto del convegno di studio « Organizzazione della ricerca scientifica in Italia », organizzato dalla F.A.S.T. e da Edizioni di Comunità svoltosi il giorno 8 ottobre. L'editoriale, dal titolo « 10 anni di vita economica », è dovuto al dott. Luigi Morandi. Segnaliamo inoltre l'articolo « La navigazione fluviale in Val Padana », di P. Bassetti e P. Ugolini. La congestione dei traffici terrestri, lo sviluppo industriale di questi ultimi anni sono gli elementi che suggeriscono l'opportunità di sfruttare le vie d'acqua per collegare con il mare e fra loro le zone agricole ed industriali della Val Padana.

MAGNETOFONO PORTATILE A TRANSISTORI

Sarà gradito ai nostri lettori questo interessante schema di magnetofono portatile a transistori prodotto in Germania dalla Rufa con la sigla R 119 K.

Come in tutti questi tipi di magnetofoni, la velocità di rotazione del motore in corrente continua viene mantenuta costante mediante un circuito a transistori. La parte meccanica di questo interessante magnetofono è progettata in modo da avere un funzionamento regolare anche se l'apparecchio viene fatto funzionare in macchina oppure tenuto liberamente in mano. La registrazione su nastro magnetico avviene su due piste. Le bobine hanno un diametro di 11 cm. Lo stadio finale può fornire 700 mW indistorti. Le registrazioni effettuate con questo magnetofono possono essere riascoltate su magnetofoni standard da tavolo o professionali. La velocità del nastro è di 9,5 cm/sec.

Lo stadio preamplificatore

In fig. 1 è riportato lo schema completo del magnetofono. La prima parte dell'amplificatore, ed esattamente, i primi tre stadi che servono sia per la registrazione che per il riascolto, sono tutti equipaggiati con il transistore OC 75. Il primo transistore lavora in uno stadio con « emettitore comune ». Come è noto, questo tipo di circuito viene impiegato per adattare l'alta impedenza del microfono o della testina al circuito d'ingresso del primo transistore (T1). Il potenziometro R5 serve per la regolazione del volume in fase di riproduzione. Il secondo stadio lavora come un normale amplificatore RC. Il terzo stadio funziona in condizioni di riproduzione da pilota dello stadio finale in controfase. In fase di registrazione, dal collettore di questo terzo transistore viene prelevata, attraverso un condensatore da 1 μF, la tensione da inviare alla testina di registrazione.

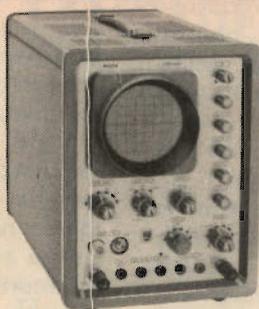
Stadio finale e stadio oscillatore

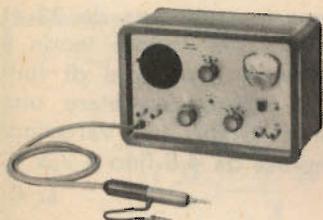
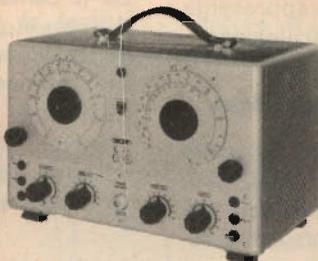
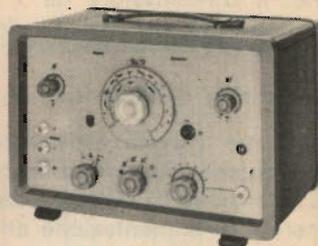
In condizioni di riproduzione, lo stadio finale è un normale controfase equipaggiato con due transistori OC74. Gli avvolgimenti n4 ed n5 del trasformatore pilota Tr1 forniscono la tensione di pilo-

Fig. 1 - Schema elettrico del magnetofono portatile a transistori. I contatti sono predisposti per la condizione di « riascolto ».

APPARECCHI DI MISURA PER SERVIZIO RADIO TV

Oscilloscopio TV tipo GM 5600

Voltmetro elettronico tipo GM 6000

Oscilloscopio TV tipo GM 5601

Generatore AM/FM tipo PM 5320

Signal Tracer tipo GM 7600

Sweep Marker VHF-UHF tipo GM 2877

Generatore geometrie VHF-UHF tipo GM 2892

PHILIPS
S.p.A.

REPARTO INDUSTRIA MILANO
PIAZZA IV NOVEMBRE 3 TEL. 6994

Tester universale 40 kΩ/V tipo P 817.00

taggio di questo stadio finale. L'avvolgimento n3 preleva una parte di segnale da inserire eventualmente nella presa fono di un normale radioricevitore. Il trasformatore Tr2, in condizione di riproduzione, funziona da normale trasformatore di uscita collegato all' altoparlante. Quando nella presa B2 si inserisce un altoparlante supplementare o una cuffia viene escluso automaticamente l'altoparlante.

Il sistema di registrazione di questo magnetofono è mediante premagnetizzazione ad alta frequenza ed ha quindi un basso rumore di fondo. In condizione di registrazione, i transistori T4 e T5, unitamente al trasformatore Tr3, producono l'oscillazione di alta frequenza. L'impiego di uno stadio in controfase come oscillatore ha il vantaggio di eliminare tutte le armoniche.

Gli avvolgimenti parziali n3 e n4 forniscono la tensione di reazione nel circuito di base. Con la resistenza-trimmer R20 da 10 kΩ si varia l'ampiezza della tensione oscillante e quindi l' intensità della premagnetizzazione. L'avvolgimento n7 produce la corrente di cancellazione mentre gli avvolgimenti n6 e n7 producono la corrente di premagnetizzazione. Il condensatore da 1 nF rappresenta la capacità di accordo dell'oscillazione.

Indicatore dell'intensità di registrazione

Come valvola indicatrice dell' intensità di registrazione viene impiegata la DM70. L'accensione è effettuata dalla tensione generale di alimentazione attraverso una resistenza in serie da 170 Ω. Come tensione anodica viene usata la tensione prodotta dall' oscillatore. La tensione di pilotaggio della valvola viene prelevata dall'avvolgimento n2 del trasformatore pilota Tr1. Questa tensione viene successivamente raddrizzata mediante due diodi (M3) montati in un circuito duplicatore di tensione. L'uscita del duplicatore è collegata direttamente alla griglia della valvola indicatrice DM70.

Come è ottenuta la velocità costante del motore

Il motore in corrente continua per la regolazione del numero dei giri, è munito di un contatto azionabile per forza centrifuga. Questo contatto (indicato nello schema come « **regolatore** ») viene a trovarsi nel circuito di base del transistore-interruttore T6. Tra collettore ed emettitore di questo transistore è inserita una resistenza R29 da 33 Ω. Quando il contatto a forza centrifuga rimane chiuso (basso numero di giri), la base del transistore si trova allo stesso potenziale del collettore. Il transistore conduce e la resistenza da 33 Ω viene cortocircuitata. Il motore riceve allora tutta la corrente e si mette a girare più velocemente. Se invece il contatto a forza centrifuga si apre il transistore-interruttore si blocca. Entra allora in funzione la resistenza da 33 Ω e il numero di giri del motore tende a diminuire. In normali condizioni di funzionamento si è potuto constatare una costante regolarità di giri per variazioni di tensione comprese da 4,5 fino a 7,5 V.

L. C.

IN BIBLIOTECA

G. MANNINO PATANÈ: « TECNICA ELETTRONICA E SUE APPLICAZIONI »

Vol. I, quinta edizione, ed. U. Hoepli 1963, di pag. 1011 di testo con 720 illustrazioni - L. 15.000
A distanza di circa un anno dall' uscita del secondo volume, quarta edizione, ha visto la luce recentemente il volume anzidetto, anch'esso di notevole mole.

Com'è noto, il predetto volume primo tratta le nozioni basilari dell'elettronica, indispensabili per gli studiosi che desiderano rendersi conto dei meravigliosi sviluppi della disciplina, che è oltremodo complessa nella sua struttura, nelle sue finalità, nelle sue vaste e impensate possibilità. La nuova edizione è aggiornatissima e contiene nuove nozioni che la rendono di viva attualità e di spiccato interesse. Essa si distingue, sia per la copertina a colori, plastificata, che riproduce la sezione e lo schema di funzionamento di alcuni tubi speciali, sia, soprattutto, per la sua veste accurata, arricchita da numerose e nitide illustrazioni, nonchè per la forma, alquanto piana, della trattazione dei numerosi e impegnativi argomenti.

PER FLASH ELETTRONICO CONVERTITORE E INVERTITORE PER LAMPADE FLUORESCENTI

Il transistore convertitore carica attraverso il trasformatore elevatore T1 e il raddrizzatore Sel, il condensatore C3 ad una tensione di 400-500 V.

Azionando il contatto del flash, il condensatore si scarica attraverso la lampada V2 del tipo a riempimento gassoso (xenon).

Naturalmente, la tensione necessaria per innescare la lampada deve essere molto elevata; a ciò provvede il trasformatore Tr3.

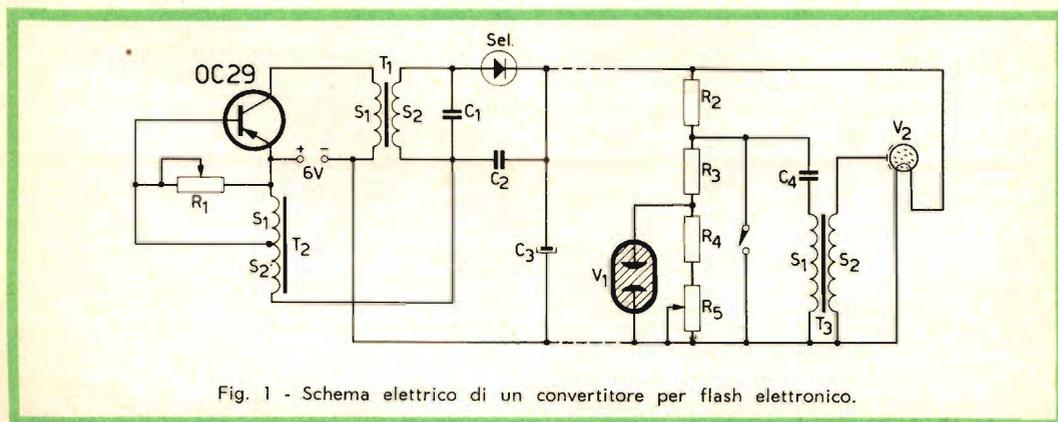



Fig. 1 - Schema elettrico di un convertitore per flash elettronico.

Componenti

R_1 = 500 Ω	C_1 = 2x1200 pF in serie	S_2 = 4000 spire
R_2 = 2,7 MΩ	C_2 = 15000 pF	T_2 : S_1 = 300 spire
R_3 = 1 MΩ	C_3 = 500 μF; 500 V	S_2 = 475 spire
R_4 = 680 kΩ	C_4 = 0,1 μF	T_3 : S_1 = 50 spire
R_5 = 1 MΩ	T_1 : S_1 = 48 spire	S_2 = 3000 spire
		Sel = 3 x 250 V_{eff}; 50 mA

Il tubo indicato con V1 funge da indicatore, illuminandosi per effetto della scarica che si innesca tra i suoi elettrodi appena il condensatore ha raggiunto la tensione di innesco, indicando in questo modo che l' apparecchiatura è pronta per l'uso.

Per l' alimentazione del transistore si può usare sia un accumulatore da 6 V che 4 elementi da 1,5 V ciascuno.

Quando il convertitore è disinserito si deve collegare ai capi del condensatore C3 una resistenza di scarica; e ciò sia per motivi di sicurezza, sia per assicurare l'immediato funzionamento del convertitore nel caso si debbano ripetere più flash consecutivi.

Invertitore di corrente continua per l'alimentazione di due lampade fluorescenti da 40 W

In questo circuito (fig. 2) per una lampada viene usato un ballast induttivo, per l'altra lampada un ballast capacitivo. Per la lampada munita di ballast capacitivo è necessario per il riscaldatore usare un avvolgimento separato. Disponendo opportuni interruttori di commutazione si può fare in modo di usare ora l'una ora l'altra lampada o tutte e due insieme. Il rendimento relativo di questo circuito, vale a dire, il rapporto tra la potenza d'ingresso quando si impiega la tensione normale di 220 V (frequenza di 50 Hz) e la potenza di ingresso richiesta dall'invertitore dall'alimentazione di 28 V è pressoché del 100%.

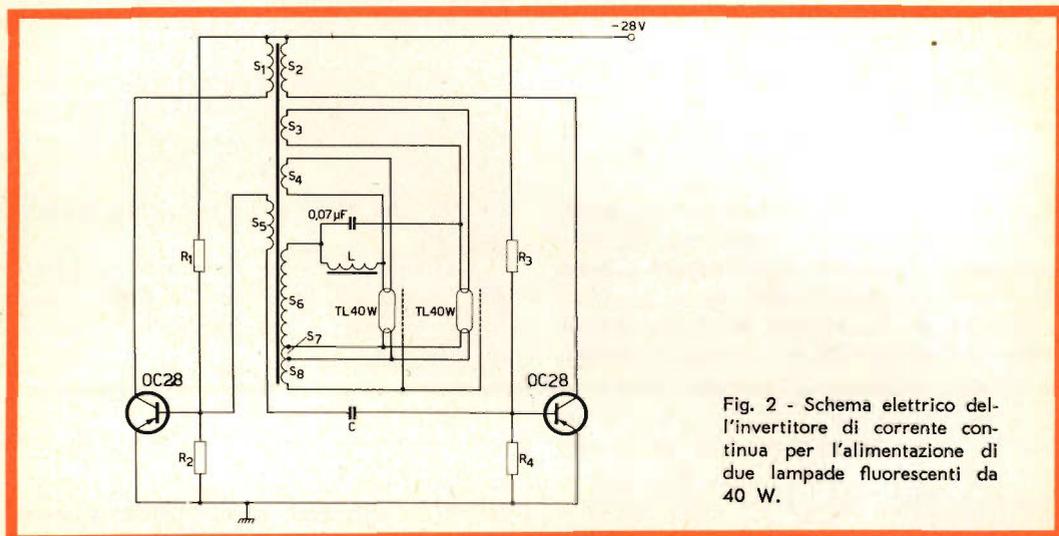



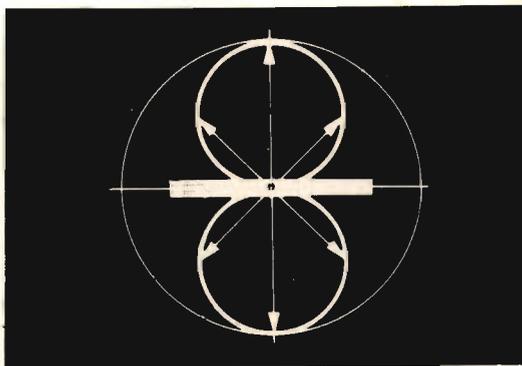
Fig. 2 - Schema elettrico dell'invertitore di corrente continua per l'alimentazione di due lampade fluorescenti da 40 W.

Componenti			
	R_1 = 1 kΩ	S_1 = 60 spire	S_6 = 400 spire
	R_2 = 27 Ω	S_2 = 60 spire	S_7 = 20 spire
	R_3 = 1 kΩ	S_3 = 20 spire	S_8 = 156 spire
	R_4 = 27 Ω	S_4 = 20 spire	
	C = 2 µF	S_5 = 27 spire	L = 180 spire

A. M.

RIPORTIAMO DI SEGUITO LE BATTERIE PER FOTO - FLASH COSTRUITE DALLA DITTA HELLESENS

I/736 BATTERIA	STEEL-FLASH VII-37	33 x 60,5 mm	1,5 V
I/752 »	H4	14 x 34 »	15 V
I/756 »	H9	14 x 25 x 50 »	22,5 V

ANTENNE PER

Per la ricezione delle trasmissioni FM, l'antenna deve essere accordata sulla lunghezza d'onda che si desidera ricevere. Allo scopo vengono impiegate **antenne-dipolo** con costruzione simmetrica; in queste antenne, la lunghezza complessiva degli elementi deve essere pressapoco uguale a metà della lunghezza d'onda che si desidera ricevere. Un'antenna siffatta ha caratteristiche di ricezione direzionali nel senso che in essa viene indotta una tensione del segnale molto elevata quando viene orientata opportunamente verso l'antenna trasmittente. Inoltre, aggiungendo al dipolo propriamente detto altri elementi elettricamente non collegati con esso si può esaltare la caratteristica di direzionalità, e conseguentemente, il livello dei segnali indotti nel dipolo stesso.

Il dipolo va orientato come indicato in a), nella fig. 21. Nella posizione indicata in b) in figura, la tensione indotta è nulla. In pratica però, la direzione indicata in a), nella figura può essere variata a causa delle inevitabili riflessioni del segnale su edifici e altre costruzioni; in questo caso, l'antenna deve essere ruotata fino ad ottenere il massimo di volume del segnale nel ricevitore.

Le antenne trasmittenti FM sono formate, di solito, da più dipoli e da più gruppi di dipoli disposti orizzontalmente (polarizzazione orizzontale). In questo modo, gli edifici, gli alberi, i tralicci di supporto di linee di alta tensione e tutti gli altri elementi metallici disposti verticalmente sul suolo non sottraggono l'energia irradiata. Viceversa, le linee di trasmissione di energia elettrica, le linee di alimentazione di tram, filobus e tutti gli altri tipi di conduttori orizzontali si comportano come antenne riceventi e sottraggono quindi una considerevole parte del segnale irradiato, in quanto essi, per la loro posizione orizzontale, sono sede di correnti indotte; per questo stesso motivo, pertanto, il dipolo dell'antenna ricevente deve essere disposto orizzontalmente.

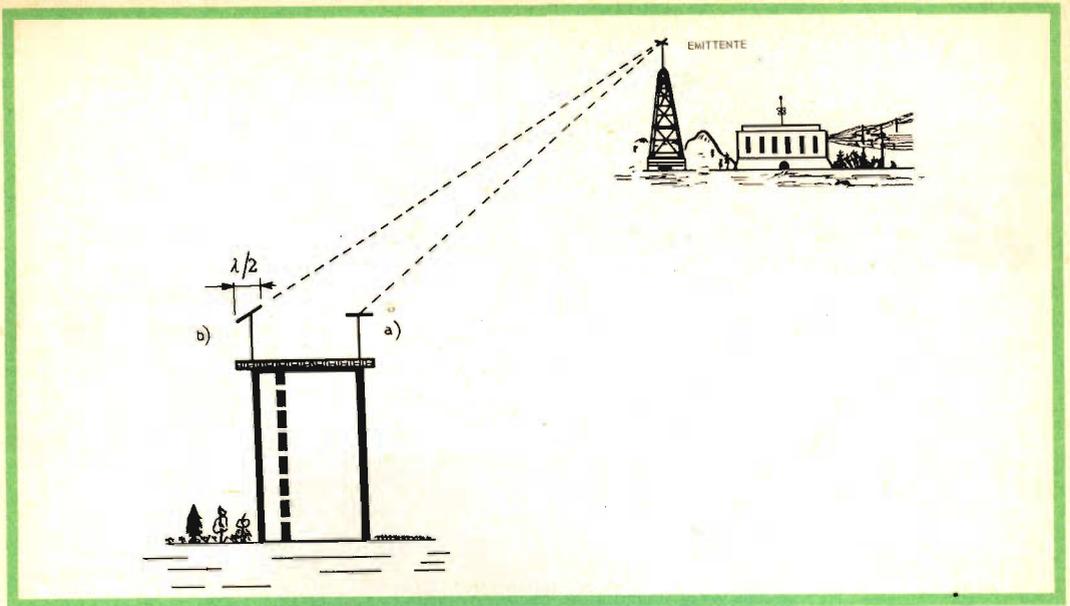



Fig. 21 - In a) abbiamo un dipolo orientato in modo da consentire la massima ricezione del segnale; in b), il dipolo viene ruotato di 90°, e in questa posizione si ha il minimo livello di segnale indotto.

Adattamento dell'antenna

Il semplice dipolo, dimensionato sulla lunghezza d'onda che si vuole ricevere, si comporta come un circuito oscillante in condizione di risonanza ed offre, quindi al segnale irradiato soltanto **una resistenza ohmica.** Per il semplice dipolo come quello indicato in fig. 23a) il valore di questa resistenza va da 60 a 70 Ω. Se invece le estremità del dipolo vengono collegate fra di loro come indicato in fig. 23b (dipolo ripiegato), il valore di questa resistenza è di circa 240 Ω.

Se colleghiamo un generatore di tensione alternata di radiofrequenza ad un cavo, supponiamo di lunghezza infinita, l'energia RF percorre tutto il cavo e viene assorbita completamente da esso. Il cavo offre a questa energia di radiofrequenza una resistenza come quella offerta dai precedenti dipoli; il valore di questa resistenza viene chiamata **impedenza caratteristica** del cavo. Passando da questo cavo di lunghezza teorica ad un cavo normale e cortocircuitandone una estremità con una resistenza ohmica che abbia lo stesso valore della sua impedenza caratteristica (adattamento), ci troviamo nelle stesse condizioni del precedente caso teorico nel senso che **tutta** l'energia fornita dal generatore viene assorbita senza alcuna perdita da questa resistenza ohmica.

Cavi di discesa per antenne FM

La condizione essenziale perchè tutta l'energia captata dall'antenna possa essere trasferita senza riflessioni all'ingresso del ricevitore FM è questa: l'impedenza dell'antenna, l'impedenza caratteristica del cavo e l'impedenza d'ingresso del ricevitore devono avere **tutte e tre** lo stesso valore. Pertanto, l'impedenza caratteristica del cavo deve essere adattata all'impedenza del dipolo.

Di solito, per la ricezione dei segnali FM viene usato il dipolo ripiegato che, come abbiamo visto, ha un'impedenza caratteristica di 240 Ω. Il cavo con impedenza caratteristica di 240 Ω si trova in commercio sotto forma di **piattina** formata da 2 conduttori ciascuno del diametro di 1 mm di-

stanti l'uno dall'altro circa 8 mm mantenuti rigorosamente paralleli in tutta la loro lunghezza da un impasto di opportuni materiali plastici isolanti con funzione di dielettrico. Nel caso di cavi con impedenza caratteristica di 60 Ω da collegare al semplice dipolo, la distanza tra i due conduttori è soltanto 0,5... 0,8 mm (fig. 22).

Oltre a questi due tipi di piattine vengono usati, specialmente nelle zone molto disturbate e per gli impianti centralizzati, **cavi schermati** costituiti da un conduttore rivestito da opportuno materiale plastico con eccellenti proprietà isolanti rivestito a sua volta da una guaina formata da fili intrecciati di rame. L'impedenza caratteristica di q[illegible] schermati o cavi coassiali, è di circa [illegible] Ω.

Fig. 22 - Come si presentano le piattine con impedenza caratteristica di 60 Ω e di 240 Ω.

Principi di funzionamento delle antenne di ferrite

Il principio di funzionamento delle antenne a filo teso e quello dei dipoli sono basati sullo sfruttamento del **campo elettrico prodotto** dall'antenna trasmittente; questo campo elettrico, abbiamo visto, viene a formare tra le due armature del condensatore del circuito oscillante aperto; tale, in linea di principio, si può infatti considerare un'antenna trasmittente. Abbiamo visto, però, che contemporaneamente un'antenna trasmittente irradia anche un **campo magnetico** la cui energia può essere in parte captata mediante una bobina chiusa. Per stabilire il miglior **accoppiamento** tra questa bobina e l'antenna trasmittente, e quindi, per far si che nelle spire della bobina venga indotta la maggior tensione possibile è necessario **orientare** opportunamente la bobina rispetto all'antenna trasmittente. Anche in questo caso, la caratteristica di direzionalità che viene ad avere la bobina offre il vantaggio di poter eliminare dalla ricezione emittenti indesiderate.

Questo tipo di antenna venne usato al principio delle trasmissioni radiofoniche. La bobina, in questo caso, era costituita da un numero maggiore o minore di fili ben tesi e paralleli disposti sui due supporti a croce. Attualmente questi tipi di antenna con spiccate caratteristiche di direzionalità vengono usate solo in casi particolari.

Nelle attuali antenne di ferrite la bobina viene avvolta su speciali materiali ferromagnetici-ceramici (ferriti). Grazie alle particolari caratteristiche magnetiche di questi

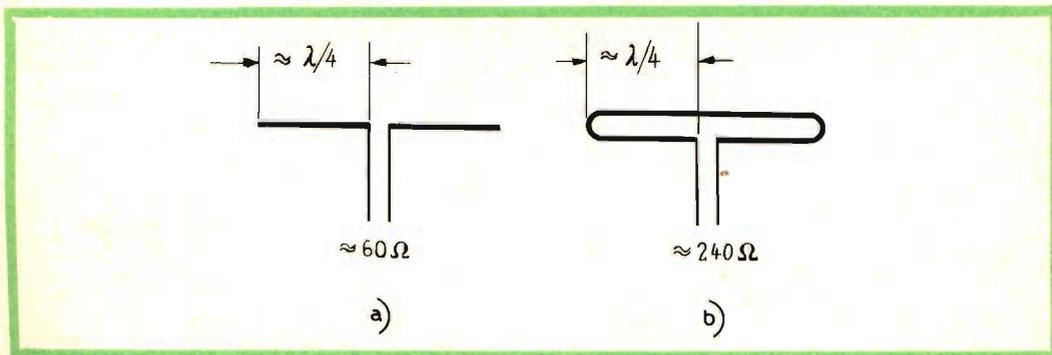



Fig. 23 - a), dipolo semplice; b) dipolo ripiegato.

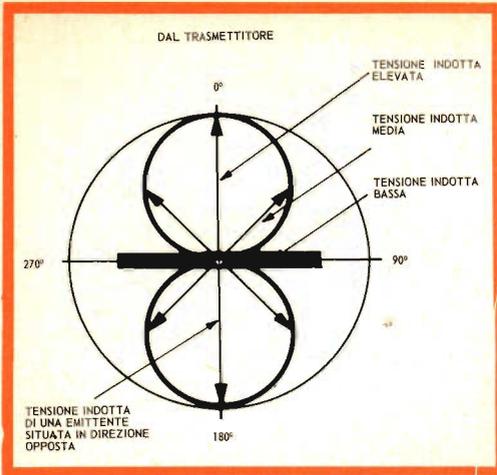



Fig. 24 - Diagramma di direzionalità e di sensibilità di un'antenna di ferrite.

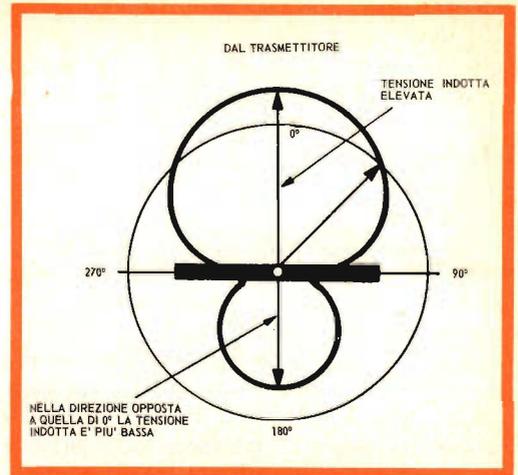



Fig. 25 - Diagramma di sensibilità e di direzionalità di un'antenna in ferrite non schermata.

materiali, l'antenna viene ad assumere dimensioni ridotte e può essere addirittura incorporata nel ricevitore stesso.

Per eliminare le stazioni indesiderate si può munire l'antenna di ferrite di una speciale gabbia metallica che blocca i campi elettrici delle stazioni indesiderate e lascia passare soltanto il campo magnetico della stazione desiderata (fig. 24). Ruotando di 180° un'antenna in ferrite schermata si può metterla in condizioni di ricevere il massimo segnale emesso da una stazione trasmittente disposta nella posizione opposta alla precedente. Eliminando lo schermo elettrostatico e facendo in modo che la bobina venga influenzata anche dal campo elettrico emesso dall'antenna trasmittente si ottengono caratteristiche di direzionalità e di sensibilità come indicato nel grafico di fig. 25. I ricevitori di classe, pertanto, hanno la possibilità di poter orientare opportunamente l'antenna incorporata di ferrite. Alcuni hanno addirittura una scala dove si può localizzare esattamente la migliore posizione di ricezione. Tutti gli attuali ricevitori a transistori hanno l'antenna incorporata di ferrite; in questi casi, ovviamente, l'antenna non è orientabile e la migliore ricezione si ottiene ruotando opportunamente tutto il ricevitore.

L. C.

Il 1964 è un anno propizio ai lanci verso Venere quanto all'invio di veicoli spaziali verso Marte. Allo stato attuale dell'astronautica, i trasferimenti interplanetari vengono compiuti per inerzia e il periodo più favorevole per intraprenderli si presenta qualche mese prima delle congiunzioni inferiori della Terra, vuoi con Venere, vuoi con Marte (che sono i soli pianeti verso i quali mirano, per ora, i cosmotecnici sovietici e americani). Il calendario astronomico indica una congiunzione di Venere per il 19 giugno e una di Marte per il 9 marzo 1965: di conseguenza, i lanci di sonde nella direzione dei due pianeti dovranno necessariamente avvenire, per il primo, tra marzo e aprile; per il secondo, a partire da novembre.
I sovietici, secondo il solito, non hanno rivelato alcuna intenzione al riguardo; ma, falliti il Venusik 1 e il Mars 1 (con entrambi furono persi i contatti radio), è improbabile che non approfittino delle circostanze favorevoli che si presentano quest'anno. Anche perchè le prossime vanno attese per 19 mesi (Venere) e per 26 (Marte). Quanto agli americani, dopo il successo del Mariner II, che passò a 34.840 chilometri da Venere il 14 dicembre 1962, trasmettendo importanti informazioni sull'ambiente venusiano, i loro sforzi sono concentrati oramai su Marte. E in novembre, hanno fatto sapere, tenteranno di inviare un nuovo Mariner verso il pianeta rosso per mezzo di un Atlas-Agena, che in un primo tempo porterà la sonda marziana su un'orbita di parcheggio intorno alla Terra e, quindi, la accelererà fino alla velocità di fuga.

UN FOTO-FLASH ELETTRONICO A TRANSISTOR

I tubi a gas ionizzato usati nei fotoflash richiedono tensioni di centinaia di volt, mentre, per ragioni di trasportabilità, l'alimentazione è fornita da pile a secco di qualche volt. Per la conversione della corrente continua a bassa tensione in impulsi di corrente continua ad alta tensione, si adottano due sistemi: quello che fa uso di un vibratore e, il più recente, che impiega un convertitore a transistori. Questo ultimo presenta vari vantaggi sul precedente, quali un maggior rendimento per la possibilità di lavorare a frequenza più alta, da cui deriva anche una notevole riduzione delle dimensioni del trasformatore e quindi del peso, maggior sicurezza di funzionamento e, inoltre, nel convertitore a transistori è consentita una regolazione della tensione di accensione della lampada, destinata a compensare l'inevitabile variazione della tensione della batteria.

Nel presente articolo, dopo un breve esame delle caratteristiche delle lampade a luminescenza, ci proponiamo di considerare alcuni schemi di principio sui quali basare l'eventuale costruzione di un fotoflash.

I tubi a scarica di gas

Le lampade a scarica di gas usate nei flash elettronici rassomigliano sostanzialmente a quelle usate per la pubblicità luminosa. La sola differenza, oltre alla forma e alla dimensione, consiste nel fatto che queste ultime richiedono, per accendersi, alcune migliaia di volt, mentre quelle usate nei flash funzionano con qualche centinaio di volt, grazie ad un elettrodo ausiliario col quale se ne provoca l'innesco.

Per alimentare l'elettrodo ausiliare si ricorre ad un piccolo trasformatore generale costituito da un nucleo di ferrite, su cui sono avvolte alcune decine di spire per il primario e circa un migliaio per il secondario.

Se sul primario si fa scaricare un condensatore di circa 100 nF caricato in precedenza con qualche centinaio di volt, si ottiene sul secondario un impulso di qualche migliaio di volt.

Questo impulso, applicato tra l'elettrodo ausiliario e uno degli elettrodi principali della lampada a gas, ne provoca l'innesco. Il condensatore « serbatoio », la cui capa-

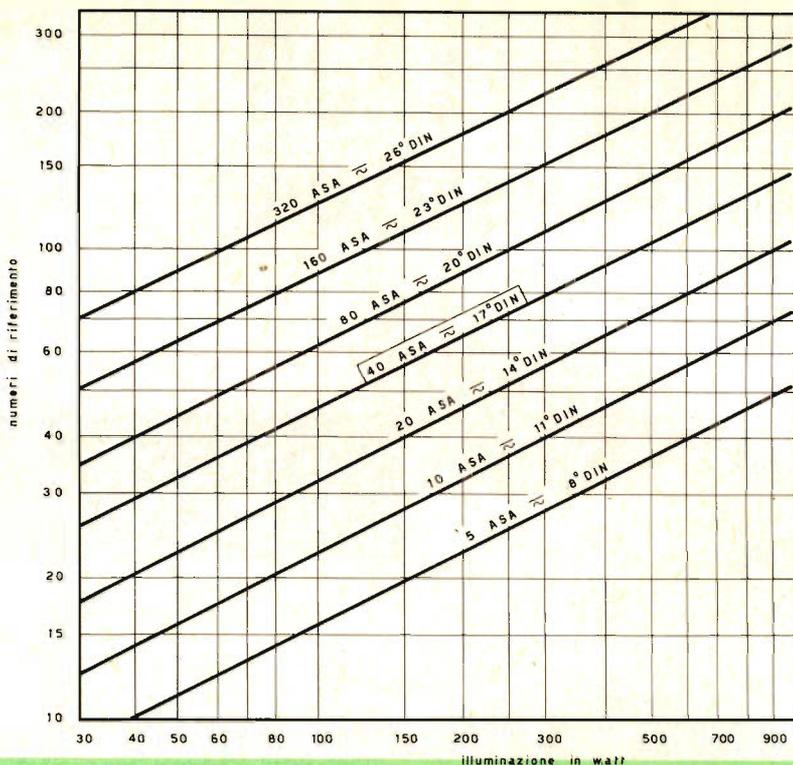



Fig. 1 - Abaco dei numeri guida in rapporto all'energia in W/sec.

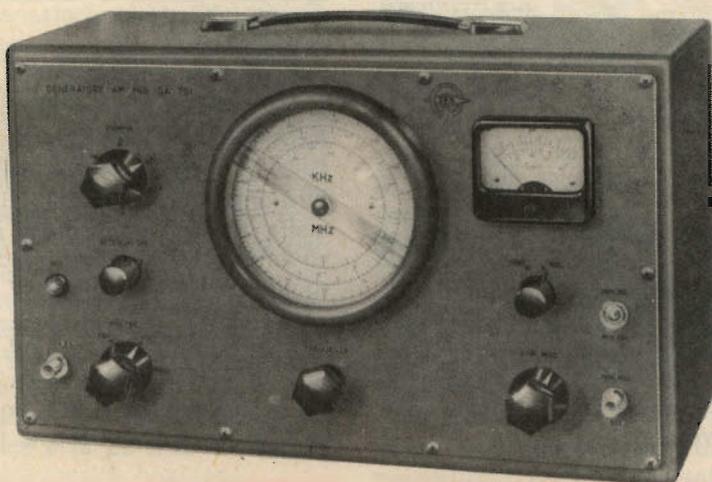
cità è di alcune centinaia di μF e che viene caricato per centinaia di volt, scarica allora l'energia immagazzinata nei due elettrodi principali. La durata del lampo luminoso così ottenuto è dell'ordine del millesimo di secondo.

Per la costruzione del trasformatore di innesco di cui sopra, saranno date istruzioni precise negli esempi presentati in questo articolo. Tuttavia, dovendo il trasformatore lavorare con tensioni molto alte, è facile incorrere negli inconvenienti che possono derivare da scarso isolamento, dove non si disponga di un sistema di impregnazione sotto vuoto. Meglio è dunque farlo costruire a case specializzate.

Intensità luminosa e numero guida

L'uso di un foto-flash è subordinato alla distanza del soggetto e alla luminosità ambiente che a sua volta dipende dalla luminosità dell'obiettivo, dalla sensibilità dell'emulsione fotografica, e dal riflettore usato con la lampada. Per contro, il rendimento luminoso delle lampade a gas in commercio differisce di poco da lampada a lampada, per cui questo dato può essere trascurato, così come non terremo conto della maggiore o minore luminosità di un ambiente per la riflessione di pareti e soffitti.

Per poter considerare come un'unica unità i due coefficienti di distanza e di luminosità dell'obiettivo (apertura del diaframma) ricorreremo al numero-guida.

In tal modo il numero guida 32 significa che per fotografare dalla distanza di 8 metri occorre una apertura di 4 e una apertura di 16 per la distanza di due metri. Per ciò che concerne l'apporto di lu-

CARATTERISTICHE

Campo di frequenza	da 50 KHz a 55 MHz in 6 gamme
Precisione in frequenza	migliore del 1%
Segnale d'uscita RF	regolabile da 1 V a 1 μV
Attenuatore a decade	100 dB in 5 scatti da 20 dB
Attenuatore lineare	regolaz. continua 0÷20 dB
Impedenza d'uscita	75 Ω ± 10% da 0,1 V a 1 μV 300 Ω ± 10% per l'usc. a 1 V
Precisione attenuatore	entro 2 dB ± 2 μV
Livello d'uscita	controllato automaticam.
Modulazione AM	400 Hz ± 5% profondità da 0 a 80%
Mod. incident. di freq.	circa 100 parti per milione a 50 MHz per 80% di modul.
Valvole impiegate	n° 6 complessivamente
Alimentazione	rete univers. 110÷220 V
Peso	Kg. 11 circa

GENERATORE AM mod. GA 761

GENERATORE AM mod. GA. 761 di tipo professionale con uscita calibrata, particolarmente indicato per la progettazione e la taratura dei ricevitori AM.

PREZZO LISTINO **L. 205.000**

minosità del riflettore si è constatato che, confrontando i vari tipi in commercio, gli scarti di rendimento non oltrepassano di ± il 25% a condizione che il riflettore si adatti perfettamente al tipo di lampada adottato.

Entro questi limiti di tolleranza è quindi possibile far corrispondere in un abaco le grandezze - **indice di esposizione dell'emulsione e intensità luminosa della lampada** con il numero-guida. L'abaco, riprodotto in fig. 1, dimostra che per raddoppiare il numero guida (oppure la distanza), mantenendo costante la sensibilità dell'emulsione, bisogna quadruplicare l'intensità luminosa. Con intensità luminosa costante si ha lo stesso risultato moltiplicando per 4 la sensibilità in ASA (scala aritmetica delle norme U.S.A.) oppure aumentando di sei unità l'indice di esposizione DIN (scala logaritmica delle norme tedesche).

Tenendo conto delle caratteristiche del diaframma della macchina fotografica, della sensibilità dell'emulsione e della distanza da coprire, con l'abaco di fig. 1 si può stabilire l'ammontare dell'intensità luminosa necessaria. Questo valore servirà anche per il calcolo delle caratteristiche elettriche del convertitore.

Scelta della lampada a gas

A seconda dell'intesità luminosa richiesta, conoscendo la capacità C del condensatore di scarica e la tensione V alla quale viene caricato, si può calcolare l'intensità con la formula:

$$W = \frac{1}{2} CV^2$$

Questa energia luminosa si esprime in **Joule** e, dato che un **Joule** corrisponde all'energia fornita da 1 W durante un secondo, possiamo senz'altro esprimerla in W/sec.

Esiste in commercio tutta una gamma di lampade, che vanno da qualche decina a più centinaia di W/sec, con tensioni di funzionamento comprese fra 250 e 2000 V. Molti di questi tipi di lampade possono funzionare con tensioni differenti; nella scelta è però opportuno, per ragioni di volume, considerare lampade per tensioni comprese fra 350 e 500 V.

In effetti il condensatore elettrolitico, che è il componente più ingombrante, assume dimensioni doppie, ferma restando la sua capacità, per una tensione tre volte superiore. E siccome la tensione en-

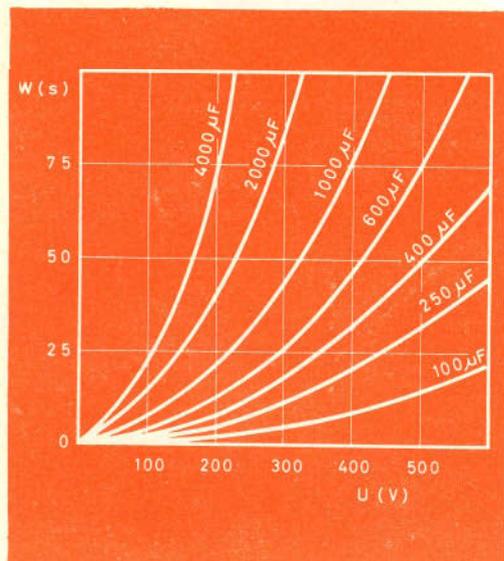



Fig. 2 - Energia immagazzinata in un condensatore in funzione della tensione applicata per diversi valori di capacità.

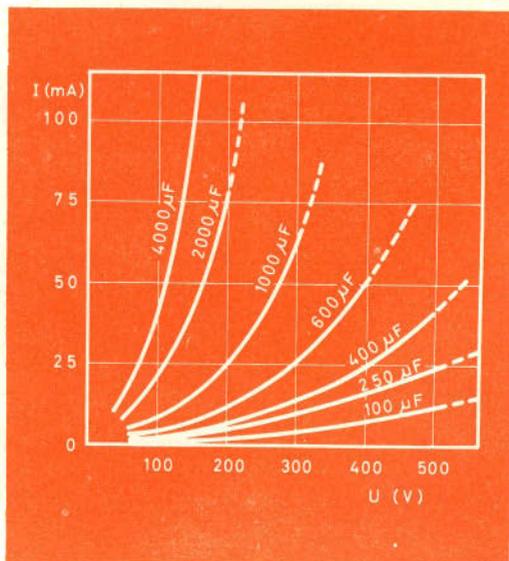



Fig. 3 - Corrente residua di un condensatore elettrolitico rimasto a lungo inattivo in funzione della tensione nominale di lavoro.

tra nella formula per il suo quadrato, se ne deduce che, considerate costanti le dimensioni del condensatore, l'energia immagazzinata aumenta con la tensione.

Una potenza di 60 W/sec. scaricata in un millesimo di secondo, corrisponde alla corrente di 120 A per 500 V, e di 200 A per 300 V. Se la somma delle resistenze costituite dal condensatore e dai conduttori che collegano il condensatore alla lampada è di 0,5 Ω la perdita di potenza risulta del 12% nel primo caso, e del 33% nel secondo.

Dato che la massima tensione sopportata dai condensatori elettrolitici è di 500 V, l'impiego di una lampada che richieda per il funzionamento una tensione superiore sarebbe del tutto irrazionale in un apparecchio portatile. Si ricorrerà dunque ad una lampada adatta a funzionare con tensione compresa tra 300 e 500 V. Con questo tipo di lampada, rendendo variabile la tensione raggiunta dal condensatore nel periodo di carica, si potrà lavorare con diverse intensità di luce, adattando quindi il flash a determinate condizioni d'ambiente. Nella fig. 2 è riportato un abaco in cui sono messi in relazione la capacità del condensatore, la tensione di carica e la potenza di scarica in funzione dell'intensità luminosa.

Un'altra importante caratteristica della lampada a gas è la sua massima dissipazione rispetto al tempo di carica. Se la dissipazione è di 10 W, per una lampada di 100 W/s, la cadenza della scarica luminosa sarà limitata ad una ogni dieci secondi; tuttavia si potrà avere anche una scarica di 50 W/s ogni cinque secondi.

L'alimentazione

Dall'alimentatore del foto-flash si richiede la potenza subordinata a quella dissipata dalla lampada e dalla durata del tempo di carica tra due lampi.

Se la potenza richiesta per ogni lampo è di 50 W/s e la lampada richiede una tensione di scarica di 500 V, si può calcolare la capacità del condensatore serbatoio: $C = 2\ W/V^2 = 400\ \mu F$. Come mostra la fig. 3, questo condensatore può presentare una corrente di fuga di 40 mA, vale a dire una potenza di 20 W a 500 V. Questo è un valore limite, ciò nonostante, se si tiene conto del fatto che la carica del condensatore implica un aumento progressivo della tensione e della corrente di fuga, questo valore non sarà minore di 5 W. Se il tempo fra due lampeggiamenti è di 10 secondi, si dovrà prevedere una potenza di 5 W per alimentare la lampada capace di 50 W/s.

Al totale di 10 W, già considerati, si dovrà aggiungere la potenza perduta nel convertitore, il cui rendimento calcoleremo del 70%, e arriviamo ad una potenza totale effettiva di 14 W, vale a dire a 1,6 A con 9 V oppure a 2,3 A con 6 V.

Fig. 4 - Schema di un convertitore simmetrico.

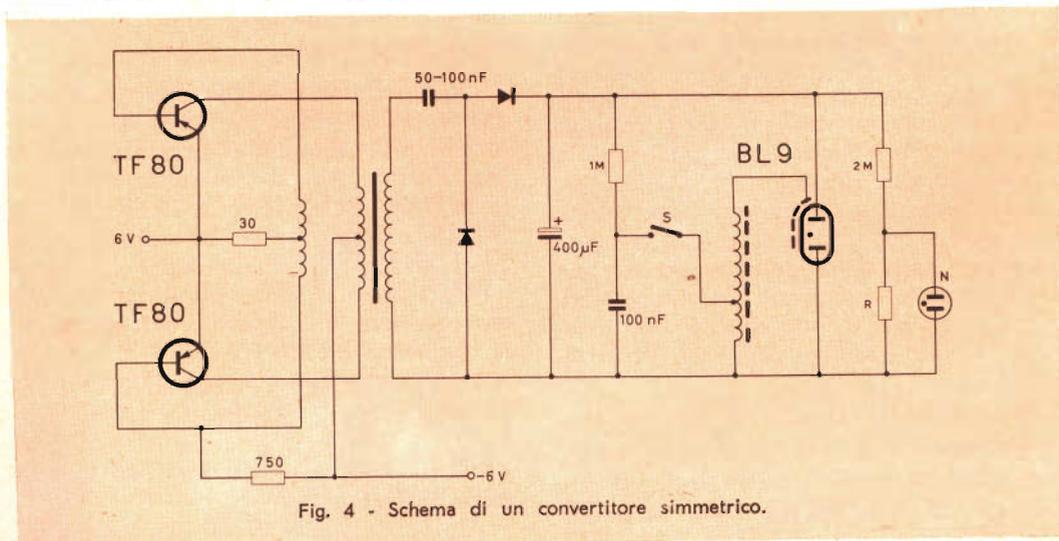
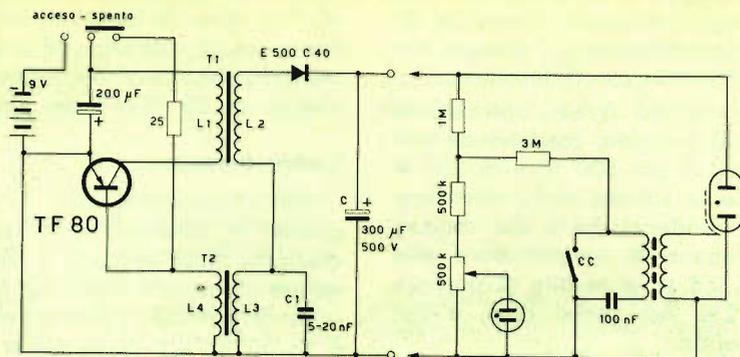



Fig. 5 - Convertitore asimmetrico « Mecablitz 100 »

Nel primo caso è ancora possibile l'alimentazione mediante pile. Si ottengono da 200 a 250 lampi con 6 pile da 1,5 V ciascuna del tipo grande a torcia, con cui possono essere impressionate 6 pellicole di 36 fotogrammi ciascuna.

Con un accumulatore da 6 V, 2 Ah si possono ottenere fino a 100 lampeggiamenti per ogni carica, purché all'inizio sia tollerato un maggior dispendio di energia. In seguito la spesa per lampeggiamento si riduce a circa un decimo di quella che si ha con le pile. Resta però il grande inconveniente della carica, operazione che richiede 12 ore, mentre le pile possono essere sostituite all'istante.

Il rendimento del sistema di alimentazione, sia fatto con pile che con accumulatori, così come è stato fin qui prospettato, vale solo nel caso in cui il lampeggiamento abbia luogo ogni qualvolta il condensatore è ricaricato. In pratica avviene spesso che l'operatore deve attendere anche molti minuti prima di eseguire una foto e, durante questo tempo, il convertitore lavora con un rendimento molto basso per il fatto che esso fornisce soltanto una frazione della sua potenza nominale.

Per evitare la perdita di energia che ne consegue, si è studiato un sistema per interrompere automaticamente il funzionamento del convertitore ogni volta che il condensatore ha raggiunto una certa tensione di carica e per rimetterlo in funzione, quando detta tensione scende al disotto di una valore prestabilito. Questo regolatore mantiene costante la tensione di carica, indipendentemente dallo stato delle batterie. In alcuni di questi dispositivi si ha anche una regolazione manuale della tensione di carica del condensatore con cui si può diminuire la potenza di scarica, adattandola alla distanza del soggetto ed alla apertura del diaframma della foto camera. Naturalmente questa regolazione complica notevolmente la messa a punto e l'uso del flash.

Alimentazione con convertitore simmetrico senza regolazione

Questo primo esempio di realizzazione (fig. 4) è stato scelto fra quelli che presentano minori difficoltà di costruzione e di uso. Esso fa uso di due transistori di potenza (TF80, OC30, SFT213, 2N143, 2N155, 2N325 o simili), ha un funzionamento sicuro, anche con condensatore completamente scarico e senza punte di tensione del collettore. Il convertitore funziona alla frequenza di 250 Hz.

Il trasformatore ha un nucleo di 14,4 cm^2 di sezione e una finestra per gli avvolgimenti di 27 cm^2. I lamierini hanno lo spessore di 0,35 mm e sono sovrapposti senza traferro.

L'avvolgimento primario (collettori) è co-

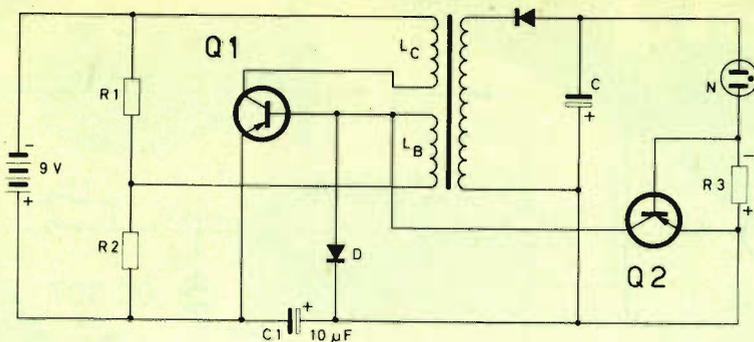



Fig. 6 - Schema di principio di un circuito a regolazione automatica.

stituito da 2 x 35 spire di filo da 0,9 mm di diametro, quello di reazione da 2 x 13 spire di filo da 0,35 mm e il secondario ad alta tensione da 1620 spire di filo da 0,18 mm di diametro. L'avvolgimento secondario alimenta il duplicatore di tensione formato da due raddrizzatori capaci di sopportare una tensione inversa di almeno 600 V e una corrente continua di 40 mA. I raddrizzatori comunemente usati nell'alimentazione di radioricevitori per 250 V si prestano ottimamente poiché, essendo previsti per funzionare con carico capacitivo, devono obbligatoriamente sopportare una tensione inversa di punta uguale a $2\sqrt{2}$ della tensione nominale, vale a dire 700 V.

Il circuito di innesco della lampada a gas comporta un condensatore da 0,1 μF, che viene caricato dall'alta tensione attraverso una resistenza da 1 MΩ. Chiudendo il contatto (cc) il condensatore si scarica sul primario del trasformatore di innesco che è avvolto sopra un cilindro di ferrite del diametro di 6 mm e lungo 30 mm. Il primario è formato da 35 spire di filo da 0,4 mm, mentre il secondario consta di 1000 spire di filo da 0,07 mm ed eroga una potenza superiore a 2 mW/s.

La potenza applicata agli elettrodi principali, con una capacità di 400 μF e una tensione di 500 V è di 50 W/s. Dopo il primo lampeggiamento il condensatore richiede un tempo di carica un poco inferiore a 10 secondi e la fine della carica è indicata da una lampadina al neon alimentata da un divisore di tensione. Una delle resistenze di tale divisore di tensione è di 2 MΩ, l'altra deve invece essere scelta secondo la tensione di accensione della lampada al neon.

Alimentazione a transistori senza regolazione

Dal punto di vista della potenza convertita e del rendimento, si raggiungono risultati quasi identici sia con convertitori facenti uso di due transistori 3 A - 25 V, sia con un solo transistore 6 A - 30 V. La seconda soluzione è la più economica, ma un convertitore con un solo transistore funziona correttamente solo per un carico costante, mentre nell'alimentazione di un flash il carico è quasi nullo all'inizio e molto alto quando viene raggiunta la tensione di funzionamento.

Per adattare un convertitore asimmetrico a queste particolari condizioni, bisogna farlo lavorare con una polarizzazione variabile e con una corrente di reazione proporzionale alla corrente generata all'uscita.

La fig. 5 mostra come tale polarizzazione variabile è ottenuta nel « Mecablitz 100 » di fabbricazione Metz (Germania). Il commutatore « acceso - spento », nel passare in posizione « acceso » cortocircuita per un breve istante i tre contatti del commutatore. Nello stesso istante la base del

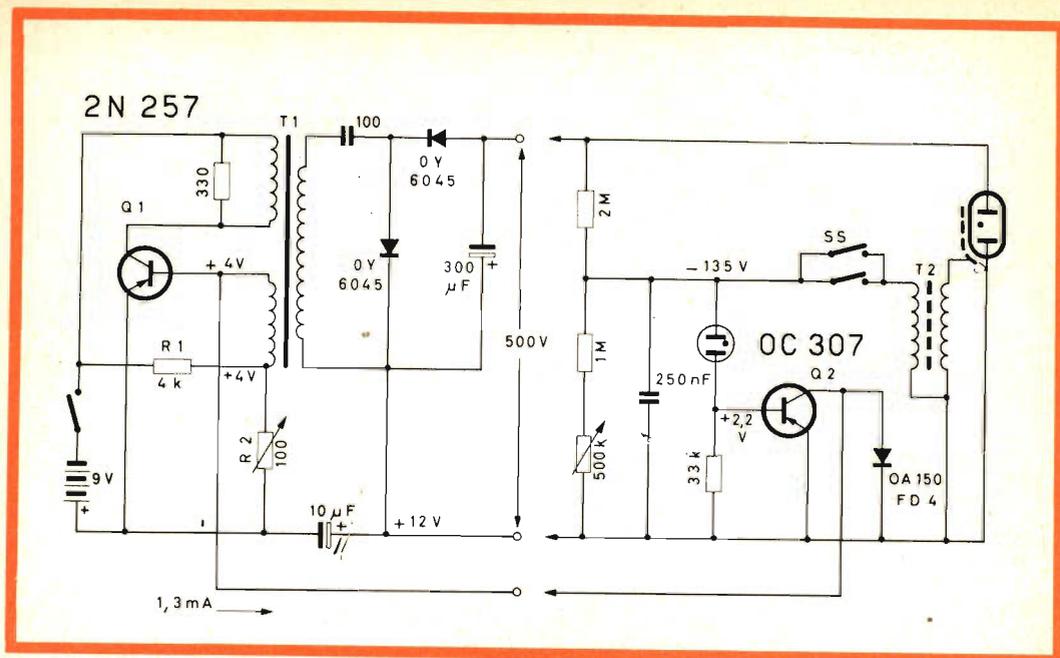



Fig. 7 - Circuito completo di convertitore basato sul principio illustrato in fig. 6.

transistore riceve, attraverso la resistenza da 25 Ω, una corrente di polarizzazione superiore a 300 mA, più che sufficiente per innescare le oscillazioni. Il condensatore C, che è ancora scarico, lascia passare una forte corrente attraverso L3. Essendo T2 un trasformatore con rapporto in discesa, una corrente ancora maggiore si avrà in L4 e nel circuito di base del transistore, che lavora in tal modo con una forte reazione. Man mano che C si carica la corrente in L3 e la reazione diminuiscono, mentre la frequenza di conversione diviene più elevata e C1, derivando una parte della corrente di L3, fa ulteriormente diminuire la reazione.

Quando C è completamente carico la reazione è così debole che le pile erogano soltanto una corrente di 200 mA. Il valore del condensatore C1 deve essere scelto sperimentalmente in modo da ottenere il miglior rendimento.

Per il fatto stesso che lo schema di fig. 5 è quello di un apparecchio industriale, i dati riguardanti gli avvolgimenti non sono noti.

Alimentazione regolata con un transistore di potenza e uno di comando.

Nello schema di fig. 6 è rappresentato un convertitore il cui funzionamento s'arresta automaticamente quando il condensatore ha raggiunto il suo punto di carica e riprende a funzionare quando la tensione di carica discende sotto il valore sufficiente.

Funziona come convertitore asimmetrico il transistor Q1, il cui comportamento a carico ridotto è assicurato da una polarizzazione permanente, ottenuta con il divisore di tensione R1 - R2 e assegnando all'avvolgimento LB di base un numero maggiore di spire di quello dell'avvolgimento del collettore LC. Si arriva in tal modo a mantenere il convertitore in condizioni di funzionamento indipendentemente dal carico, ma non, come nel caso dello schema precedente, ad adattare automaticamente l'erogazione al carico. Ciò influirà sulla durata del tempo di carica e sul rendimento, ma lo schema di fig. 6 risulterà migliore nel funzionamento pro-

O.H.M.
ING. E. PONTREMOLI

lungato, poichè dispone di un dispositivo automatico di bloccaggio.

Di tale dispositivo fa parte il diodo D che carica il condensatore C1. Il transistore di comando Q2 non ricevendo nessuna corrente di base si trova bloccato e non influenza il funzionamento del diodo. Quando la tensione convertita avrà raggiunto ai capi di C un determinato livello, la lampada al neon N si accenderà, dando luogo ad una corrente importante nel circuito base di Q2. Divenendo così conduttore, questo transistore cortocircuita il diodo D, mentre la tensione di carica, accumulata da C1 (una dozzina di volt), si trova applicata fra emettitore e base di Q1. Q1 è allora bloccato e le oscillazioni di conversione cessano. Il condensatore C1 si scaricherà quindi rapidamente attraverso R2 e le oscillazioni riprenderanno quando Q2 sarà di nuovo bloccato, vale a dire quando l'abbassamento della tensione su C avrà fatto spegnere la lampada al neon.

La fig. 7 mostra lo schema completo di questo apparecchio. Per T1 è stato usato un pacco lamellare con nucleo di 144 mm^2 di sezione e con finestra per gli avvolgimenti di 270 mm^2. L'avvolgimento del collettore comporta 36 spire di filo da 1 mm di diametro, quello di base 52 spire di filo 0,3 mm e quello dell'alta tensione 900 spire di filo 0,2 mm. Poco tempo dopo l'accensione, il consumo dell'apparecchio si stabilizza a 650 mA e, durante il bloccaggio scende a 45 mA.

In luogo del transistore 2N257, si può usare CTP1117, OC26, 2N639, 2N638, SFT238, 2N1136 o simili. Il tipo OC307, può essere sostituito con il 2N1026, 2N557, 2N587, OC72, 2N452.

Alimentazione a tensione regolabile

Nello schema di fig. 8 il circuito di base del transistore convertitore Q1 è chiuso fra emettitore e collettore di Q2. Non si hanno quindi oscillazioni di conversione se non quando Q2 è conduttore o, più precisamente, quando la corrente di base

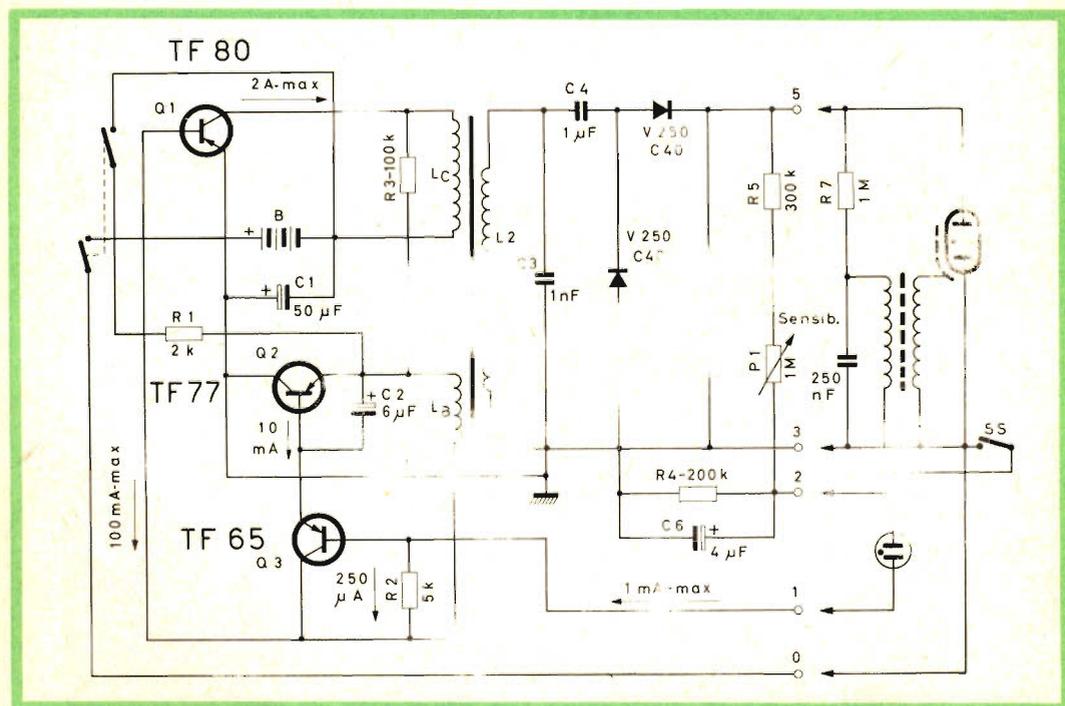



Fig. 8 - Convertitore in cui l'accensione della lampada al provoca il blocco simultaneo dei tre transistori.

di Q2 è almeno di 10 mA. Questa corrente è fornita dal transistore Q3 la cui base riceve, attraverso la resistenza R2 una corrente di 250 mA.

L'arresto delle oscillazioni al termine della carica di C5 è, anche in questo schema, provocato dall'accensione di una lampadina al neon. Inoltre, la tensione che alimenta questa lampadina, tensione che si forma ai capi di C6, può essere, a seconda della regolazione di P1, una frazione più o meno grande di tutta l'alta tensione.

Quando la lampada al neon s'accende, C6 si scarica, provocando una corrente dell'ordine di un milliampère nella base di Q3. Essendo questa corrente opposta a quella fornita da R2, ne risulta il blocco simultaneo dei tre transistori e le oscillazioni di conversione riprenderanno quando la lampada al neon sarà di nuovo spenta.

Il problema dell'innesco è stato risolto con una polarizzazione che viene applicata all'atto della messa in funzione, alla base del transistore convertitore, mediante un breve contatto, combinato meccanicamente con l'interruttore generale, e la resistenza R1. Si preme l'interruttore, in modo da mantenere lo speciale contatto finché l'oscillazione del convertitore diviene costante. Le oscillazioni che hanno luogo alla frequenza di 700 Hz, sono udibili dalla vibrazione per magnetostrizion[illegible] nucleo di ferrite del trasforma[illegible]

Il consumo dell'apparecchio è [illegible],5 W per un funzionamento normale. Durante il blocco del convertitore la corrente residua è inferiore ad 1 mA. Per l'alimentazione si consiglia un accumulatore al Nickel-Cadmio da 6 V, 0,9 Ah. Con una energia massima di 35 W/s, corrispondente a 550 V ai capi del condensatore C5, si ottiene un numero guida di 30 per 40 ASA (17° DIN).

Con la taratura di P1 a delle tensioni intermedie di 500 - 450 - 400 e 300 V, si ottengono rispettivamente i numeri guida di 27 - 24 - 21 - 16. La taratura risulterà presso a poco lineare se, come P1, verrà usato un potenziometro a variazione logaritmica inversa.

La cadenza dei lampeggiamenti dipende ovviamente dal numero guida che verrà scelto: occorreranno circa 13 secondi per il valore massimo e 4 secondi per il minimo.

Per il trasformatore di conversione è stato usato un nucleo di ferrite a doppia E di cui la dimensione maggiore è di 42 mm. L'avvolgimento del collettore (LC) è costituito da 70 spire di filo da 0,9 mm, quello di base (LB) da 30 spire da 0,35 mm e quello di alta tensione (L2) da 1600 spire di filo da 0,15 mm. Per il trasformatore d'innesco il nucleo è un cilindro di ferrite del diametro di 6 mm, portante una carcassa in forma di puleggia, della larghezza di 15 mm. Il primario è formato da 35 spire di filo da 0,35 mm, il secondario da 1000 spire da 0,1 mm.

Da « Toute l'Electronique » Gennaio 1963

[illegible] Federazione delle Associazioni S[illegible]fiche e Tecniche (F.A.S.T.), nel quadro dello sviluppo della [illegible]opria attività in favore della diffu[illegible] della cultura scientifica e del coordinamento fra studiosi di diverse dis[illegible]ine, ha accolto la richiesta di due altre associazioni rigorosamente culturali di divenire membri [illegible] dell'istituzione.
Si [illegible] della Società italiana di Biometria, che raccoglie studiosi di metodi matematici e statistici ap[illegible]icati alla biologia, e dell'Associazione Italiana per il Controllo della Qualità, che promuove lo studio, il progresso e l'applicazione dei met[illegible]di per il controllo della qualità e delle tecniche affini.

NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Le stazioni provviste di impianto « Loran-C » per la navigazione, attualmente esistenti, potrebbero essere impiegate praticamente senza apportare loro alcuna modifica — secondo quanto ha affermato Walter N. Dean della « Sperry Gyroscope », nella sua relazione dello scorso Ottobre sulle ricerche che Gli Stati Uniti hanno compiuto durante la serie di esperimenti atomici del 1962, — per rivelare il verificarsi di esplorazioni nucleari a notevole altitudine. Lo strato D della ionosfera — egli ha detto — subisce delle alterazioni di struttura in seguito ad una esplosione che abbia luogo ad un'altitudine di circa 75 chilometri o più, ed assorbe di conseguenza una quantità maggiore del segnale irradiato dall'impianto « Loran-C ». Il suddetto segnale ritorna poi al ricevitore con maggiore rapidità, e con un'ampiezza ridotta. I trasmettitori « Loran » che attualmente controllano le zone « terra-mare » dell'Atlantico del Nord, del Pacifico del Nord, dell'Oceano Artico oltre ai mari di Bering e Mediterraneo, potrebbero essere usati a tale scopo « così come sono ». Dean sostiene inoltre che esistono già ricevitori in numero sufficiente, che potrebbero essere modificati con una spesa ridotta nel volgere di pochi mesi, e che altri ricevitori di nuovo tipo potrebbero essere facilmente costruiti per completare la catena.

Un dipartimento del Ministero delle Poste Americane sta sperimentando il funzionamento di un'apparecchiatura elettronica realizzata dalla Philco, che provvede con un sistema ottico alla scansione ed allo smistamento della posta sulla quale gli indirizzi sono scritti a macchina. In base al contratto stipulato, la Philco ha ricevuto anche l'incarico di progettare e di realizzare un modello intermedio di apparecchiatura che dovrebbe essere messo alla prova nel corso dell'anno venturo, ed un prototipo di apparecchio automatico di lettura, funzionante su principi elettronici, che dovrebbe essere consegnato entro il 1965. Il prototipo verrà progettato in modo da essere in grado di leggere e di riconoscere 500 indirizzi in entrata ed in uscita, e di pilotare una macchina per lo smistamento automatico delle lettere con una portata di 36.000 buste all'ora.

La IBM e la HONEYWELL hanno presentato in Ottobre delle nuove versioni di calcolatori elettronici che sono già stati introdotti sul mercato da un certo periodo di tempo.
Il Modello 1401-G della IBM è adatto esclusivamente all'elaborazione di informazioni riportate su schede perforate, e non può funzionare in concomitanza con apparecchi pilota a nastro magnetico, o con schedari a disco, come nel caso degli impianti 1401. Il noleggio mensile parte da una cifra di 1.900 dollari, ed il prezzo di acquisto ammonta a 125.150 dollari.
Il Modello 1400 della HONEYWELL, basato sul sistema H-1400, che è stato reso noto per la prima volta in Febbraio, è adatto all'elaborazione di dati di affari con programmazione simultanea all'evento. Esso presenta una capacità di memoria di 32.768 parole di 48 impulsi. La lunghezza del ciclo di elaborazione è di 6,5 microsecondi, e la velocità interna di funzionamento è di 14.000 addizioni a tre vie per secondo. Un apparecchio del tipo 1400 di prestazioni medie può essere noleggiato per la somma di 16.000 dollari al mese. Il prezzo di acquisto parte dalla cifra di meno di 500.000 dollari.

Il laboratorio della « EICO » compirà delle ricerche sull'amplificazione parametrica ad Alta Frequenza, in base ad un contratto per 95.000 dollari stipulato con le Forze Aeree Americane. Lo scopo, secondo quanto la suddetta Fabbrica comunica, consiste nel dimostrare l'attuabilità dell'amplificazione parametrica di Bassa Frequenza « pompata », con una conduttanza di conversione Gc pari a 35. Dal momento che un moltiplicatore di armoniche del tipo « varactor » è in grado di produrre la frequenza relativamente bassa di « pompaggio », la nuova tecnica parametrica potrebbe consentire ulteriori futuri sviluppi dei ricevitori di micro-onde realizzati interamente a circuiti solidi. Il principio potrebbe essere applicato anche alla conversione per riduzioni di frequenza a basso fattore di rumore di micro-onde in frequenze intermedie.

Il numero dei canali radio, riservati agli impianti mobili negli Stati Uniti nella gamma compresa tra 25 e 42 MHz, ha subìto un aumento a partire dal 24 Novembre, in seguito alla disposizione diramata dal Comitato Federale per le Comunicazioni (« FCC ») di ridurre da 40 a 20 kHz la distanza tra i canali. La maggior parte delle stazioni già in opera resteranno sui canali che sono loro attualmente assegnati; tuttavia, si avranno delle necessità di modifiche su blocchi di frequenze assegnate a determinati servizi, in quanto le nuove assegnazioni dovranno essere necessariamente inserite negli intervalli liberi.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

DIVISORE DI FREQUENZA A LINEA DI RITARDO

da « Electronic Engineering » II - 63

La realizzazione di un divisore di frequenza di alta stabilità è un compito particolarmente delicato che richiede l'impiego di complessi circuiti elettronici. L'adozione di una linea a ritardo può però semplificare molto il problema, poiché essa permette di raggiungere lo scopo con un ristretto numero di componenti, che praticamente non vengono influenzati dalle eventuali variazioni della tensione di alimentazione.

Lo schema base del divisore di frequenza è visibile in fig. 1. Esso è costituito da un circuito bistabile, di una linea a ritardo e da una linea di reinnesco. In assenza di segnale all'entrata, lo stadio bistabile si trova in riposo. In presenza di un impulso, proveniente dalla sorgente di alta frequenza f1, il circuito bistabile scatta e cambia di stato (fig. 2b).

Il segnale d'uscita così ottenuto è allora derivato (fig. 2c) e inviato alla linea di ritardo. Trascorso un certo istante T, dipendente dalla linea di ritardo, l'impulso originale è utilizzato per far nuovamente scattare il circuito bistabile (fig. 2d).

Volendo ottenere un funzionamento soddisfacente dall'assieme e conseguire la divisione di frequenza per un determinato fattore n, l'impulso inviato nella linea di reinnesco deve raggiungere il circuito bistabile nell'intervallo di tempo compreso fra l'n^{esimo} e l'$(n+1)^{esimo}$ impulso applicato all'entrata.

Precisiamo che il segnale d'uscita, la cui frequenza è uguale a $f2 = f1/n$ (fig. 2e), è prelevato dalla uscita del primo stadio di messa in forma (fig. 3).

Dato che gli impulsi trasmessi dalla linea a ritardo risultano sensibilmente deformati, i segnali differenziati usati per innescare il bistabile possono presentare un'impedenza insufficiente, nel caso che si vogliano ottenere divisioni di frequenza di notevole importanza (linee a ritardo di grande lunghezza). Quando ciò si verifica, si è quindi obbligati a ricorrere a degli

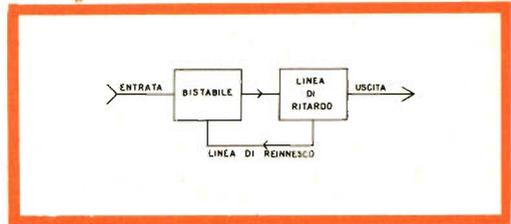



Fig. 1 - Schema a blocchi del divisore di frequenza.

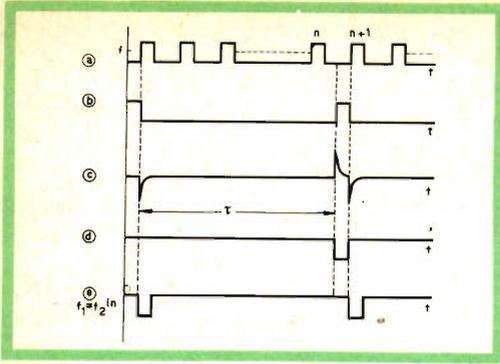



Fig. 2 - Forme dei segnali riscontrate nel divisore di frequenza.

stadi di ripristino della forma, collegati in serie con la linea a ritardo, come mostra lo schema a blocchi di fig. 4.

Lo schema completo del divisore di frequenza è rappresentato dalla fig. 3; esso è stato previsto per funzionare con un segnale di entrata di frequenza fino a 2 MHz.

I transistori impiegati nel circuito bistabile (V1 e V2) sono dei tipi a commutazione rapida (2 N 1500); essi danno origine a dei segnali rettangolari con tempo di salita molto rapido, ciò che consente il loro uso per alte frequenze di commutazione.

Facciamo osservare che i diodi MR1 e MR2 sono destinati ad impedire il passaggio di eventuali correnti inverse base-emettitore, che potrebbero prodursi durante il periodo di basculamento.

Gli impulsi positivi di disinnesco vengono applicati al circuito bistabile attraverso il transistore V3, il cui collettore è accoppiato direttamente alla base di V1; è così possibile ottenere un buon funzionamento dell'Eccles-Jordan anche alle frequenze più alte.

Gli impulsi negativi che appaiono sul collettore di V2 vengono derivati dall'assieme C1, R1 ed applicati successivamente ad un oscillatore bloccato (V5). Questo stadio è del tipo ad accoppiamento emettitore-collettore.

Precisiamo che l'impulso negativo inviato nella linea a ritardo ha un'ampiezza di 6 V, una larghezza di 0,7 μs ed un tempo di salita inferiore a 0,1 μs.

Per quanto concerne la linea a ritardo essa è adattata alle sue due estremità, da un lato con la resistenza R2 e dall'altro con la resistenza R3 in parallelo su C2 ed L2. I valori di questi ultimi componenti devono essere determinati all'inizio in via sperimentale, in modo da ottenere il miglior funzionamento del circuito.

Si osservi inoltre che l'uscita della linea a ritardo è accoppiata all'amplificatore di

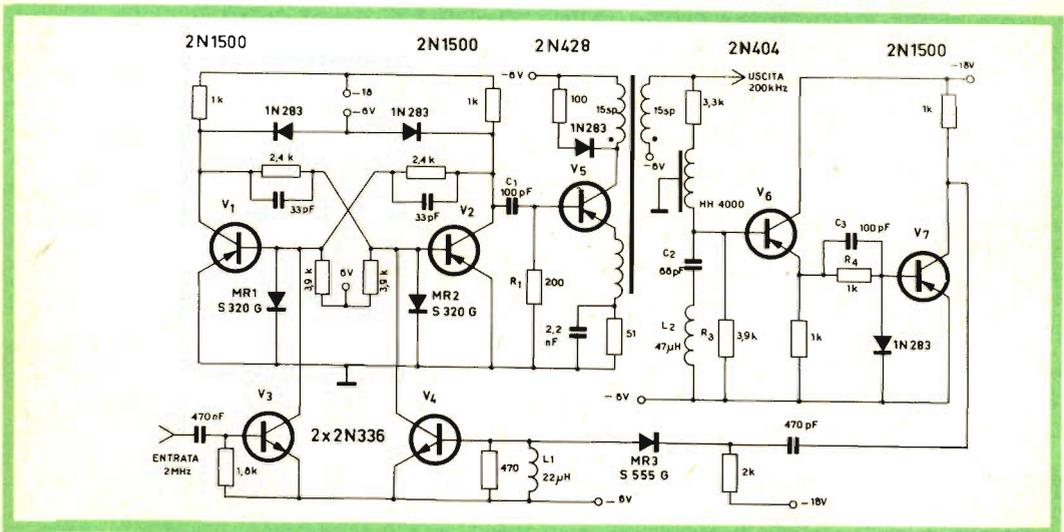



Fig. 3 - Schema generale del divisore di frequenza.

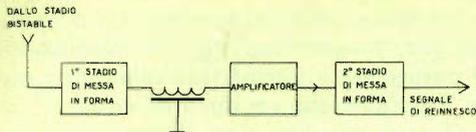



Fig. 4 - Stadi correttori di forma posti in serie alla linea a ritardo.

uscita V7, mediante il transistore V6 collegato come « emettitore-follower ». Quanto alla resistenza R4, essa ha lo scopo di limitare la corrente di base del transistore di uscita: da notare che un condensatore (C3) è collegato in parallelo su detta resistenza, per facilitare il passaggio dei segnali a frequenza elevata.

Gli impulsi d'uscita bloccano il diodo MR3 con l'effetto di interrompere la corrente di riposo che attraversa L1; un segnale è allora inviato sulla base di V4, per innescare di nuovo il circuito bistabile V1-V2. Un impulso di reinnesco di 80 μs di larghezza può essere ottenuto mediante una bobina di 22 μH (L1).

INTERESSANTI CIRCUITI PER LA SOPPRESSIONE DEL PUNTO LUMINOSO CHE PERMANE SULLO SCHERMO DOPO LO SPEGNIMENTO DEL TELEVISORE.

da « Le Haut-parleur » N. 1067

Il laboratorio di Applicazioni della « Radio-technique » propone due circuiti a tale proposito, basati sull'impiego di resistenze VDR.

Come è noto, il valore resistivo di una VDR (voltaggio dipendente resistenza) aumenta quando la tensione applicata ai suoi capi diminuisce. La costante di tempo di un circuito costituito da una resistenza e da una capacità è RC; se si dispone di un sistema per far variare R, si può modificare il valore della costante di tempo sotto l'influenza della tensione di scarica del condensatore costituito dal cinescopio.

Il primo circuito è rappresentato in figura 1. Il divisore di tensione che controlla la griglia 1 è formato dal potenziometro abituale e dall'elemento regolatore costituito da una resistenza VDR Transco tipo E 299 DD P/338.

Quando viene interrotta la corrente di rete, la tensione di alimentazione diminuisce, determinando un aumento della resistenza VDR. La tensione fra VB e la massa va diminuendo proporzionalmente meno in fretta, rispetto al caso in cui la VDR fosse rimpiazzata con una ordinaria resistenza; il condensatore C si scarica più lentamente perchè R aumenta. Per conseguenza, se il potenziale del catodo cade come l'alta tensione **g1** resta per un certo tempo a un potenziale che può essere più positivo di quello del catodo; da ciò un aumento della corrente del fascio elettronico e scarica più rapida della capacità THT.

Un secondo schema è visibile in fig. 2. Il principio di funzionamento è lo stesso di quello di fig. 1, ma il valore della VDR è molto più alto che in assenza di qualsiasi tensione. Ciò è ottenuto con un artificio che ci accingiamo a descrivere. Generalmente, sui trasformatori di riga dei televisori moderni è previsto un avvolgimento capace di dare tensioni di cresta di un'ampiezza Vc di circa 1500 V, la cui forma è indicata in figura.

L'effetto di questa tensione sulla VDR è

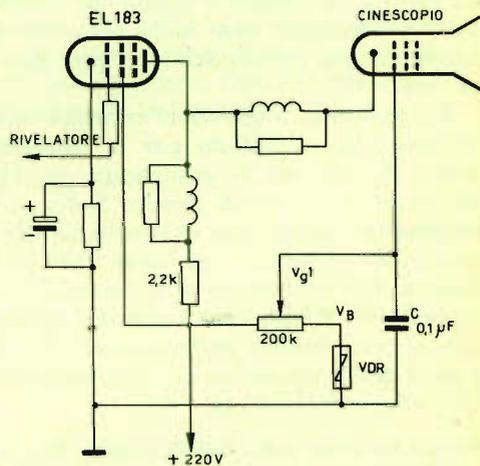



Fig. 1 - Circuito soppressore del punto luminoso dello schermo dopo l'interruzione della corrente di rete.

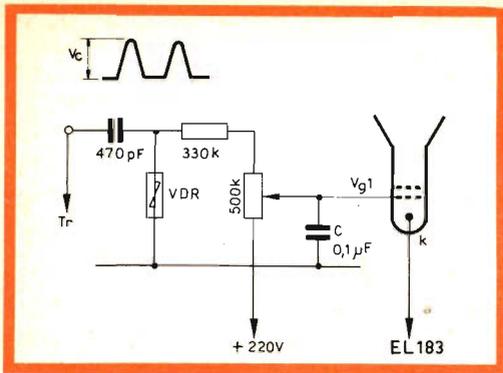



Fig. 2 - Altra versione facente uso di una resistenza VDR.

quello di abbassarne il valore quando il circuito di uscita di riga entra in funzione. Essendo la tensione di forma asimmetrica, si ha un effetto di rivelazione ed una tensione negativa si manifesta ai capi della VDR (tipo E 298ZZ01 oppure E 299 EP/A 269).

Interrompendo la corrente del televisore, la base dei tempi cessa rapidamente di funzionare e nello stesso tempo scompaiono gli impulsi Vc, come pure la tensione continua, sicchè aumenta il valore della VDR. Da ciò risulta che, dopo l'interruzione della corrente, la tensione del « Wehnelt » risale portando rapidamente l'elettrodo ad un potenziale eguale a quello del catodo, da cui consegue una forte corrente del fascio ed una rapida scarica della capacità THT.

In generale, i televisori moderni sono provvisti di un circuito per la stabilizzazione di riga; se si equipaggia un tale televisore con l'ottimo circuito di fig. 2, è necessario inserire una cellula di filtro nel circuito di polarizzazione della valvola finale di riga, allo scopo di impedire che la costante di tempo così costituita ostacoli una compensazione dell'ampiezza, al momento dell'interruzione, ciò che ritarderebbe l'azione del circuito.

REGOLAZIONE DEL CONTRASTO DEI RICEVITORI TV MEDIANTE FOTORESISTENZA

da « Television » V - 63

L'effetto di contrasto delle immagini TV è in gran parte subordinato alla maggiore o minore luminosità dell'ambiente. Per ogni lampada che si accende o si spegne, si dovrebbe abbandonare il posto di osservazione, magari durante una trasmissione di particolare interesse, per ritoccare a mano il bottone che regola il contrasto.

Questo compito può essere benissimo svolto da una fotoresistenza, opportunamente inserita nei circuiti del televisore, come ci proponiamo di dimostrare nel presente articolo.

La fotoresistenza da noi scelta, fra quelle che più si adattano ad essere usate come autoregolatrici di contrasto nei televisori, è la ORP 60 che ha la parte superiore attiva di forma semisferica. Le caratteristiche di questa fotoresistenza, ricavate dal bollettino N. 8 della « Radiotechnique », sono riportate in tabella 1.

Le piccole dimensioni della cellula (diametro inferiore a 6 mm) consentono un montaggio ad incasso sul fronte del televisore, mentre il suo modico prezzo è accessibile a tutte le borse.

Prima ancora di effettuare l'applicazione, abbiamo voluto, mediante un ohmmetro a debole consumo, misurare la resistenza della fotocellula esposta a differenti gradi di illuminazione.

Abbiamo così constatato che, sotto una luce viva (quella di un giorno d'inverno chiaro), la resistenza della cellula è di 4 kΩ e sale ad 1 MΩ nell'oscurità. Il nostro intento è quello di ottenere un contrasto più forte, quanto maggiore è l'illuminazione dell'ambiente. Ne consegue che si dovrà fare in modo di aumentare l'amplificazione, diminuendo la polarizzazione di griglia, ogni volta che da un certo grado di semioscurità si passerà ad una luce più intensa.

Fra i vari sistemi possibili per introdurre una variazione di guadagno in un amplificatore, abbiamo scelto quello più semplice, consistente nel portare sulla griglia o sulle griglie delle valvole amplificatrici la tensione di polarizzazione supplementare.

Per non introdurre alcuna modifica nei circuiti amplificatori del televisore abbiamo raddrizzato, mediante un diodo OA85 la tensione di accensione dei filamenti. Dallo schema di fig. 1 si constaterà che

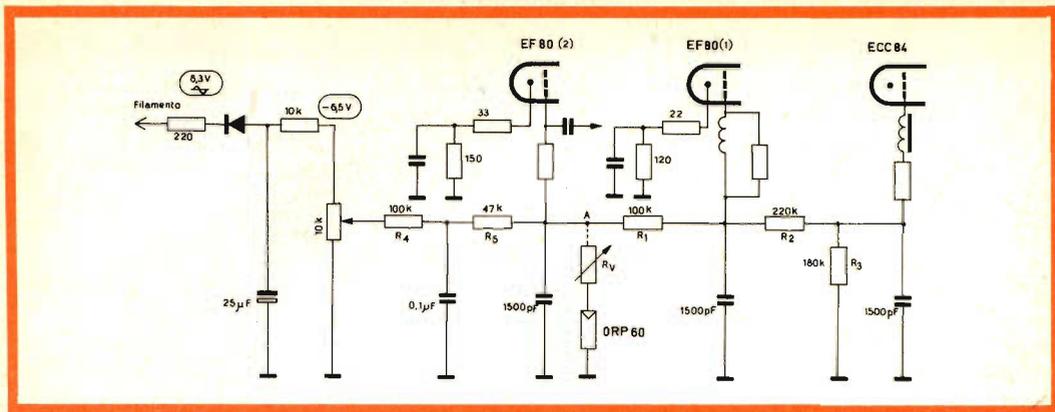



Fig. 1 - Schema per l'applicazione del regolatore automatico di contrasto in un televisore.

i catodi delle valvole conservano il loro sistema di polarizzazione.

Una tensione regolabile fra 0 e —6,3 V è disponibile sul cursore di un potenziometro. Una tensione che è circa la metà di quella applicata alle due amplificatrici di MF è inviata al triodo d'entrata cascode.

Il controllo così realizzato è dolcemente elastico ed evita la saturazione del primo stadio di alta frequenza.

Collegamento della fotoresistenza

La cellula ORP 60 è collegata fra il punto A e la massa (fig. 1) con interposizione della resistenza in serie RV. La resistenza variabile così formata si trova ad essere connessa come shunt sull'insieme delle resistenze R1 + R2 + R3 ed R4 + R5.

A seconda della luce che investe la fotoresistenza, la resistenza dello shunt varierà entro proporzioni che saranno determinate dal valore della resistenza RV e dall'insieme delle altre resistenze. Questa variazione si tradurrà in una diversa tensione negativa del punto A, tensione che, misurata con un voltmetro a valvola, sarà di —1,5 V per RV = 100 kΩ. Per una immagine ben contrastata, per esempio di 0,2 V alternati alla rivelazione, in un ambiente a luce attenuata, se proiettiamo da un metro di distanza il fascio luminoso di una lampadina tascabile sulla fotocellula, la tensione del punto A scende a —0,75 V.

La tensione del segnale rivelato aumenta di conseguenza fino a 0,7 V alternati, con una variazione quindi di 3,5 vale a dire di 11 dB circa.

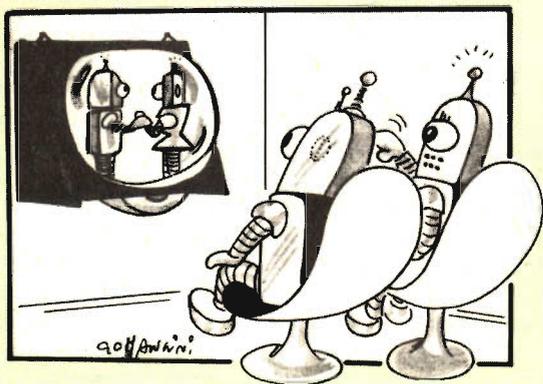
Come si è visto, il sistema è molto semplice; per la messa a punto definitiva, basta sostituire RV con un potenziometro da 800 kΩ, la cui regolazione dipende dal grado di contrasto individualmente desiderato.

La fotoresistenza viene sistemata sulla parte frontale del televisore e il collegamento (in piattina bifilare o treccia) raggiunge il telaio AF tramite una presa-spina miniatura, che potrà essere eventualmente distaccata senza modificare il funzionamento del televisore. Solo il comando per la regolazione del contrasto dovrà essere ritoccato.

TABELLA 1

DATI CARATTERISTICI DELLA FOTORESISTENZA ORP 60

RESPONSO SPETTRALE	Visibile
Materiale fotosensibile	CdS
Superficie sensibile	2,5 x 10^{-2} cm^2
Orientamento	qualunque
Massima corrente d'oscuramento	a 100 V 0,15 μA
Corrente media a 5318 e a 2700 lux	a 30 V 0,5 mA
Tensione massima d'alimentazione	V = 350 V V~ = 250 V
Massima temperatura ambiente	70 °C
Massima potenza dissipata	70 mW (25 °C) 20 mW (70 °C)
Lunghezza totale	15
Diametro massimo	5,9

" Mai vista una coppia d'attori più inespressivi!... ".

" Il nostro Kid Uragano continua a migliorare, cari spettatori: adesso c'impiega cinque minuti soltanto a riprendere i sensi... ».

" ... a quest'ora nulla al mondo potrebbe toglierlo dalla sua cara Juve... ".

Caratteristiche e dati tecnici dei cinescopi 23CP4 - 23SP4 - 23AVP4 e 23AYP4 FIVRE

Bonded 23 CP 4
" 23 SP 4
Bonded-Velvetone 23AVP4
" " 23AYP4

CARATTERISTICHE GENERALI

Focalizzazione	elettrostatica
Deflessione	magnetica
Angoli di deflessione (appross.)	
verticale	82°
orizzontale	99°
diagonale	110°
Fosforo	P 4
fluorescenza	bianca
persistenza	corta ÷ media
Faccia con pannello protett. incoll.	
Trasparenza	40%

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

	23CP4 23AVP4	23SP4 23AYP4	
Tensione di filamento	6,3	6,3	Volt
Corrente di filamento	600	300	mA ± 5%
Capacità fra gli elettrodi (appross.)			
fra catodo e tutti gli altri elett.	5		pF
fra griglia 1 e tutti gli altri elettrodi	6		pF
fra rivestimento conduttivo esterno ed anodo (1)	2000 ÷ 2500		pF

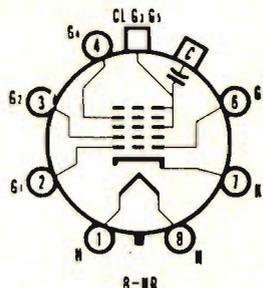
CARATTERISTICHE MECCANICHE

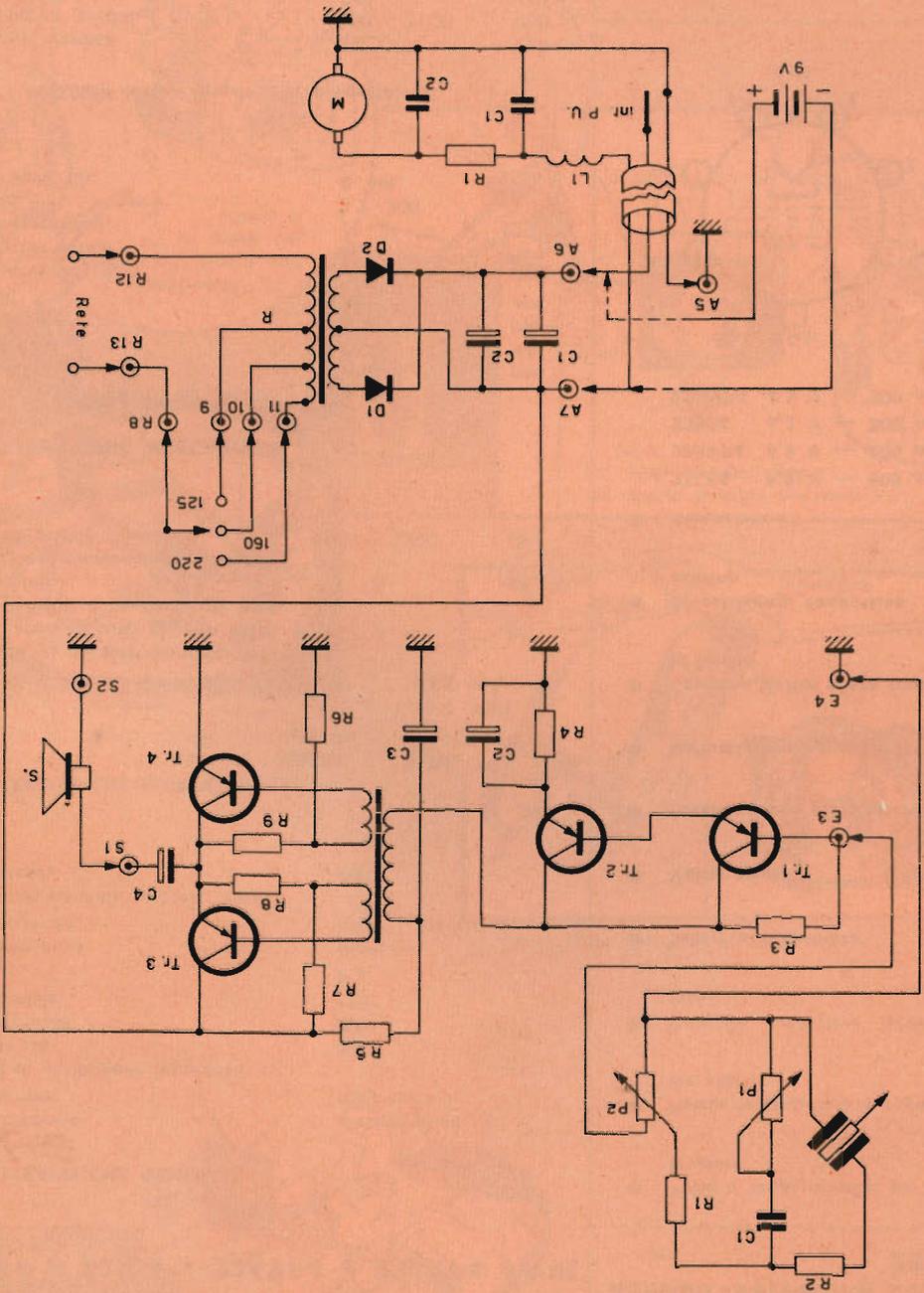
Dimensioni minime utili di schermo		
altezza	386	mm
larghezza	490	mm
diagonale	566	mm
area	1820	cm²
Lunghezza del collo	130	mm
Lunghezza totale	384	mm
Bottone anodico	J1 - 21	
Zoccolo	B 7 - 208	
Zoccolatura (2)	8 - HR	

LIMITI MASSIMI (valori massimi di progetto) (3)

Tensione anodica	22.000	Volt c.c.
Tensione di griglia 4 (focal.)	— 550 ÷ 1100	Volt c.c.
Tensione di griglia 2	550	Volt c.c.

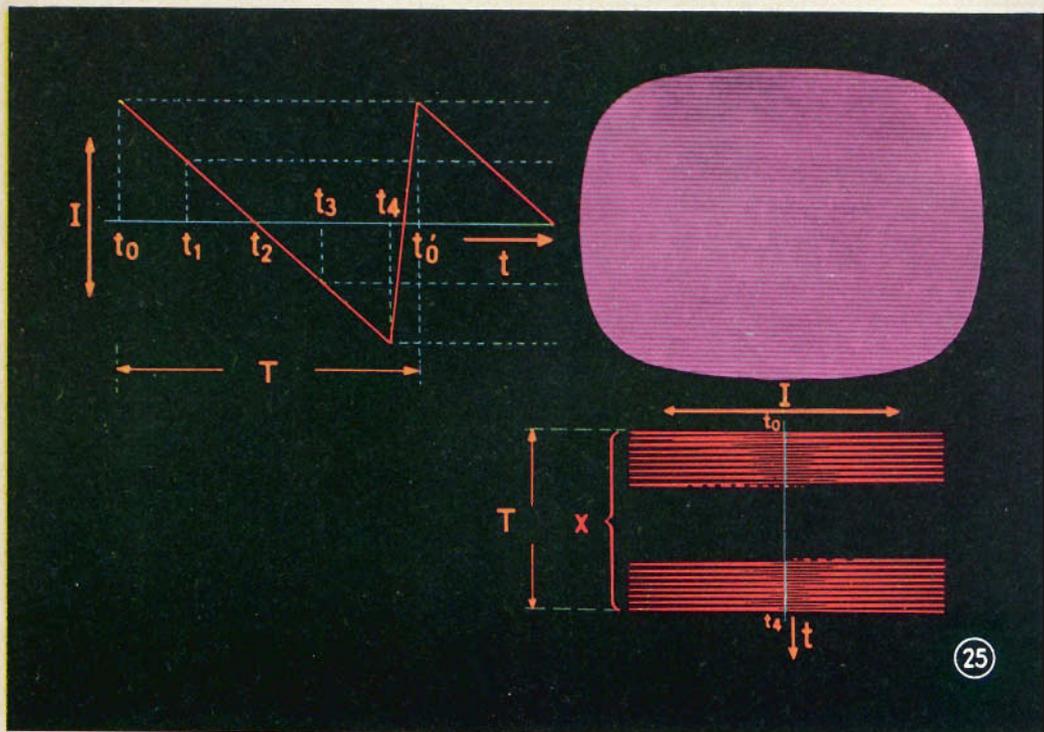
- **Tubo a raggi catodici per televisori**
- **Faccia rettangolare a superficie sferica**
- **Pannello protettivo incorporato**
- **Schermo alluminato**
- **Vetro grigio**
- **Focalizzazione elettrostatica**
- **Deflessione magnetica 110°**
- **Cannone diritto senza trappola ionica**
- **Rivestimento conduttivo esterno**
- **Accensione :**

23CP4	**6,3 V**	**— 600 mA**
23AVP4	**6,3 V**	**— 600 mA**
23SP4	**6,3 V**	**— 300 mA**
23AYP4	**6,3 V**	**— 300 mA**

FIVRE
SERVIZIO PUBBLICAZIONI TECNICHE
VIA F. FILZI, 5 - PAVIA

SCHEMARIO

Fonovaligia a transistor FV/45t

(continua dal n. 2 - 1964)

IL CINESCOPIO PER TELEVISIONE

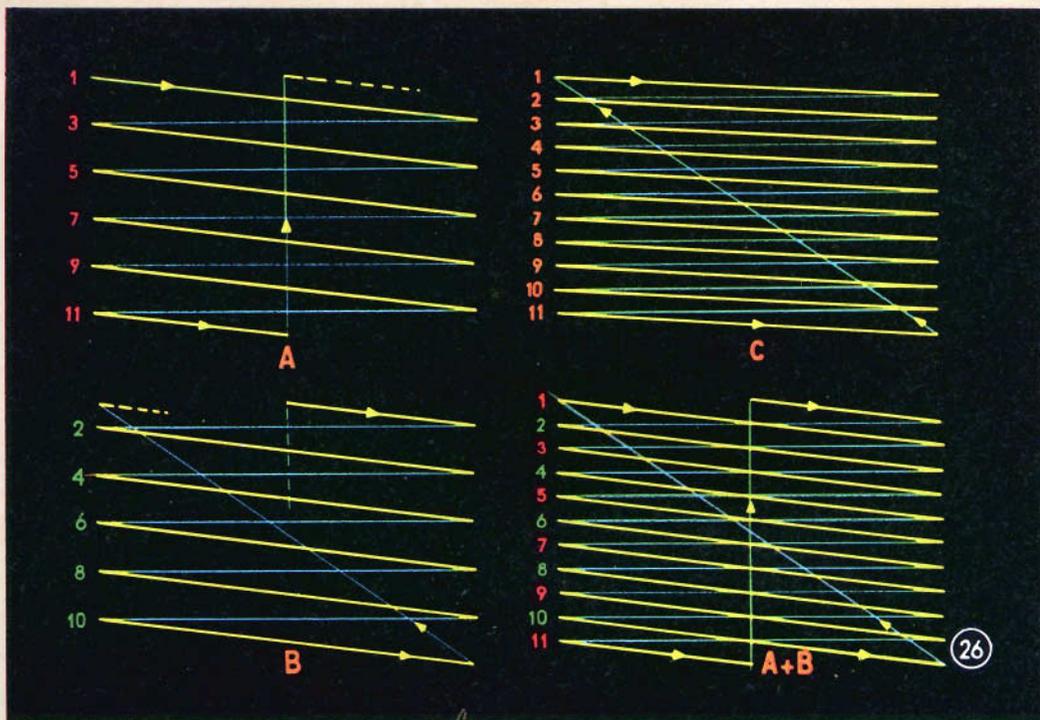
dalla serie di diapositive a colori "PHILIPS"

25 - LA TRAMA COMPLETA

Il numero delle righe tracciate sullo schermo dal fascetto elettronico, dipende dal rapporto tra la frequenza f_1 della corrente a dente di sega circolante nelle bobine di deflessione orizzontale e la frequenza f_2 della corrente a dente di sega circolante nelle bobine di deflessione verticale. Se f_1 fosse uguale a f_2, il fascetto di elettroni descriverebbe sullo schermo una sola riga diagonale (da sinistra, in alto, a destra, in basso).

Con un rapporto pari a $f_1 = 10f_2$ si ottengono 10 righe, e così via.

Per ottenere una buona immagine occorre un elevato numero di righe. Così, nella maggior parte dei paesi europei si usano 625 righe, in Belgio e in Francia 819, negli USA 525 e in Inghilterra 405.

In televisione, come nei film, per dare l'impressione del movimento vengono trasmesse molte immagini in rapida successione. Ciò è reso possibile per il noto fenomeno della persistenza delle immagini sulla retina, in forza del quale l'occhio umano, se la velocità di proiezione delle immagini è superiore a 16 fotogrammi al secondo, non percepisce le singole immagini separate ma piuttosto un'unica immagine in continuo movimento.

Le trasmittenti televisive europee trasmettono 25 immagini al secondo; ogni immagine è formata da 625, 405, 819 righe orizzontali a seconda degli standard adottati. (Negli USA e in alcuni altri paesi, la velocità di trasmissione è di 30 immagini al secondo in relazione alla frequenza di rete di 60 Hz in uso in questi paesi. In Europa, invece, la frequenza di rete in uso è di 50 Hz per cui la velocità di trasmissione delle immagini è di 25 al secondo).

26 - INTERLACCIAMENTO DELLE RIGHE

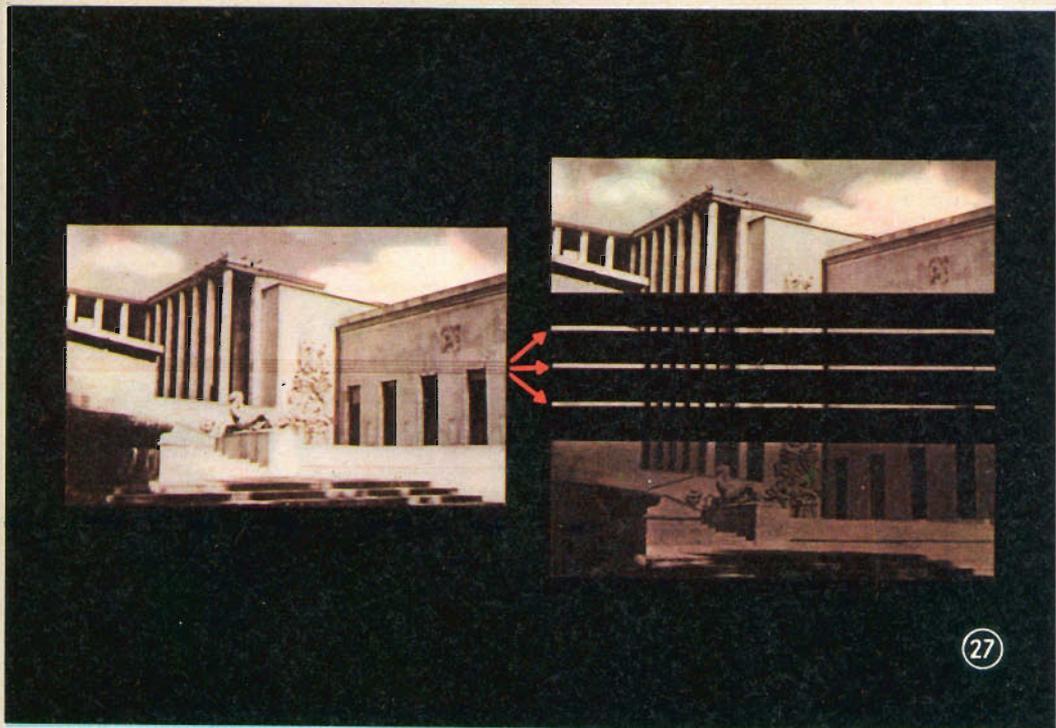
Alla frequenza di trasmissione di 25 (o 30) immagini al secondo si può facilmente avere uno sfarfallio dell'immagine (flicker); ciò è dovuto al fatto che le righe superiori del quadro, a causa del tempo di luminosità residua dello schermo piuttosto breve, tendono a perdere una parte della primitiva luminosità, quando ancora si stanno tracciando le righe inferiori del quadro. Questa differenza di luminosità delle righe produce appunto lo sfarfallio. Questo inconveniente può essere notevolmente ridotto ricorrendo al cosidetto " interlacciamento " delle righe.

In base a questo sistema il fascetto elettronico anzichè tracciare l'immagine completa in 1/25 di secondo, (come indicato nella figura C), traccia metà immagine in 1/50 di secondo.

Osserviamo la figura A: Il fascetto di elettroni, per la trasmissione della prima semiimmagine, traccia solo la 1ª, la 3ª, la 5ª ...riga (cioè, solo le righe dispari); terminata questa serie di righe, quando il fascetto, dopo il ritorno verticale, ritorna sul lato superiore dell'immagine vengono tracciate le righe pari (2ª, 4ª, 6ª ecc.) (fig. B).

In questo modo come mostrato in figura A + B le due semiimmagini si completano a vicenda. Lo sfarfallio dell'immagine viene ridotto e l'immagine risulta stabile.

L'interlacciamento delle righe si ottiene raddoppiando la frequenza del dente di sega di corrente circolante nelle bobine di deflessione verticale e conservando inalterata la frequenza del dente di sega di corrente nelle bobine di deflessione orizzontale.

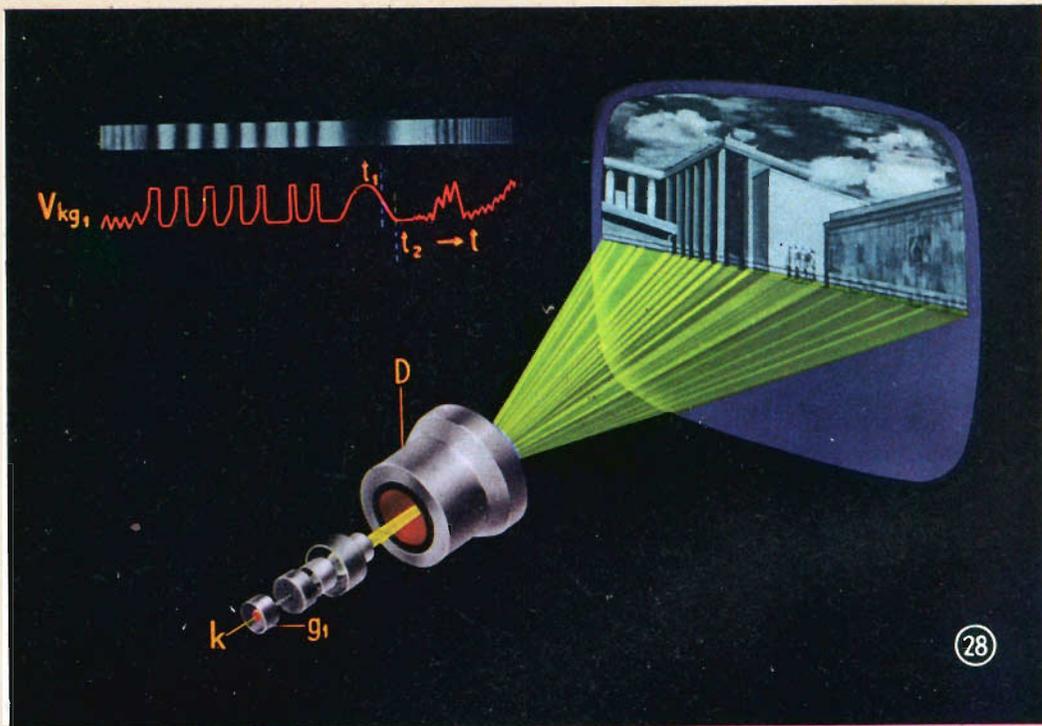
Per maggior chiarezza, nelle figure sono state tracciate anche le righe di ritorno.

27 - I PUNTI IMMAGINE

Finora abbiamo parlato solo di trama (raster), formata da righe della stessa luminosità e non riproducenti alcuna scena. Ogni riga deve riprodurre invece una parte della scena da trasmettere.

Come indicato nella figura, l'immagine viene scomposta in tante sottili strisce.

Nella parte centrale della figura di sinistra sono state tracciate alcune righe nere molto sottili. Tra queste si vedono tre sottili strisce d'immagine che, nella fotografia di destra sono state di proposito allargate per motivi di chiarezza.

Ogni striscia dell'immagine può considerarsi come una successione di punti (punti immagine), aventi ciascuno una diversa intensità luminosa. Unendo insieme le successive strisce si ottiene l'immagine completa. Impiegando un numero di righe sufficientemente grande è allora impossibile accorgersi, stando ad un'opportuna distanza, che l'immagine risulta composta in realtà di singole righe.

Questo è il principio di formazione di un'immagine trasmessa per televisione.

28 - L'IMMAGINE TELEVISIVA COMPLETA

In precedenza abbiamo spiegato come si ottiene la trama (raster) sullo schermo del tubo a raggi catodici.

In questa figura, le bobine di deflessione sono indicate schematicamente nel cilindro metallico D. Il fascetto elettronico sta tracciando una riga; mentre ciò avviene la tensione V_{k-g_1}, tra il catodo (k) e la prima griglia (g_1) del cinescopio del ricevitore, viene variata (ovviamente, in sede di trasmissione). Se nell'istante t_1, la tensione tra il catodo e la prima griglia è elevata, il fascetto di elettroni è praticamente soppresso, e sullo schermo si avrà un tratto di riga nera. Nell'istante successivo (t_2), la tensione (V_{g-k_1}) è più bassa, il fascetto di elettroni non è interdetto, possono passare quindi alcuni elettroni che sullo schermo produrranno un tratto di riga bianca.

L'intensità del fascetto di elettroni lungo un'intera riga viene variata in questo modo; il risultato è la produzione di punti bianchi e neri. Le altre righe della trama vengono tracciate nello stesso modo.

Appare ora chiaro come, per evitare disturbi nell'immagine, la traccia di ritorno debba essere soppressa.

(Fine)

a cura di P. Soati

NOTE TECNICHE RELATIVE AI TELEVISORI AUTOVOX MODELLO 891 E SIMILARI

I televisori della serie 891 ed altri similari costruiti dalla società AUTOVOX consentono la ricezione di tutti i canali VHF e di quelli UHF compresi nella gamma 470-890 MHz.

Caratteristiche principali

Media frequenza video: portante audio 40,25 MHz, portante video 45,75 MHz.

Media frequenza audio 5,5 MHz. Ingresso di antenna: 300 Ω bilanciati. Indicatore di sintonia con occhio magico. Regolazione automatica del contrasto e della luminosità mediante fotoresistenza. Poten-

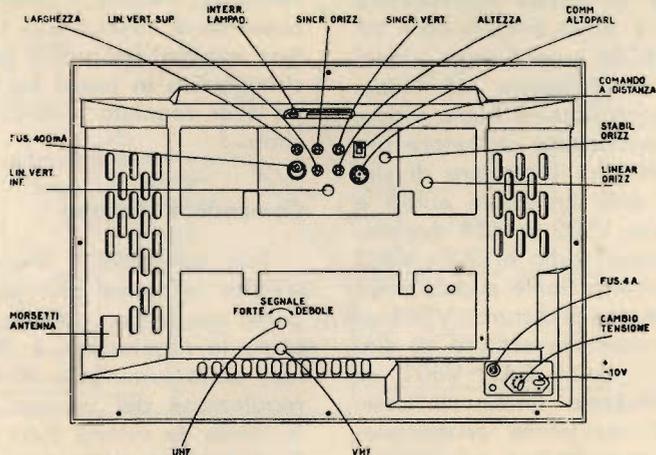



Fig. 1 - Posizione dei comandi posti sul pannello posteriore del televisore.

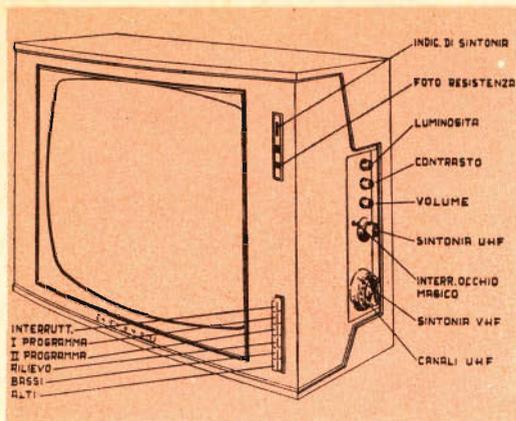



Fig. 2 - Posizione dei comandi per la regolazione delle immagini e del suono, e per la scelta del canale.

za di uscita del suono: 3 W a 400 Hz con distorsione dell'ordine del 10%. Registri tono e video: due registri per tono per note basse ed alte, un registro video per aumentare l'effetto di rilievo dell'immagine. Tensione di alimentazione 110, 125, 140, 160, 220, 240 V con possibilità di regolazione di ± 10 V. Consumo circa 240 W.

Valvole impiegate e circuiti corrispondenti

V001 = 6AF4A oscillatore locale UHF; V101 = ECC88 amplificatore a radio frequenza; V102 = ECF80 oscillatore convertitore VHF; V201 = EF184 amplificatore MF video; V202 = 6CB6 amplificatore MF video; V203 = 6CB6 amplificatore video; V204 = 6CB6 amplificatore MF video; V401 = 6CL6 amplificatore finale video; V901 = 6U8 amplificatore indicatore sintonia e CAG; V902 = Indicatore di sintonia; V301 = 6U8 limitatore audio e oscillatore verticale; V302 = 6T8 rivelatore e preamplificatore audio e CAG; V303 = 6BQ5 amplificatore finale audio; V501 = 12AX7 soppressore di disturbi; V502 = = 12AU7 separatore, invertitore di sincronismi; V503 = 6AL5 CAF; V601 = = 6BQ5 amplificatore finale verticale; V701 = 6CG7 oscillatore orizzontale; V702 = 6DQ6 amplificatore orizzontale; V703 = 1G3 raddrizzatore EAT; V704 = = 6DA4/6AU4 economizzatore; V801 = = 5U4GB alimentatore; V802 = 6X4 alimentatore; V402 = 23HP4 cinescsopio da 23" a doppio pannello 110°. D201 = 1G80 rivelatore video; D901 = = 0A81/1G20 indicatore di sintonia; D001 = 1N82A convertitore UHF; FR 401 = B8-731-03 regolatore automatico di contrasto e di luminosità.

Le figure 1, 2 e 2a mostrano la posizione dei comandi fissi e semi-fissi per la regolazione dell'immagine e del suono.

NOTE GENERICHE SU ALCUNI CIRCUITI DEL TELEVISORE

Indicatore di sintonia

Il segnale di media frequenza video viene prelevato dalla placca dell'ultima valvola 6CB6, a mezzo di un condensatore avente una piccola capacità (1 pF) ed inviato alla griglia della sezione pentodica della valvola 6U8 (V901).

Il carico anodico di questa valvola è costituito da un circuito avente un Q molto elevato accordato sulla frequenza di 45,55 MHz.

Questo segnale dopo essere stato raddrizzato e filtrato viene inviato all'indicatore di sintonia. La sintonia corretta del televisore, corrispondente al massimo di tale segnale, è indicata dal minimo dell'apertura dell'occhio magico. Una regolazione semifissa, tramite il potenziometro P 901, consente di effettuare la taratura dell'apertura minima dell'occhio magico dopo aver sintonizzato in modo perfetto il ricevitore ed aver regolato il contrasto per il massimo.

Comando a distanza

Tale comando è inserito nel circuito tramite la presa multipla disposta nella parte posteriore dell'apparecchio e consente la regolazione a distanza del volume, della luminosità e del contrasto. La regolazione del volume è stata studiata in modo da evitare l'uso di cavi schermati. Il segnale audio viene ridotto, infatti, variando la tensione di griglia schermo del limitatore (V901).

I potenziometri di regolazione a distanza della luminosità e del contrasto sono inseriti in parallelo ai comandi principali. Uno degli innesti della presa multipla è collegato al secondario del trasformatore di uscita del suono e può essere usato per l'inserimento di un auricolare sul comando a distanza. L'altoparlante del televisore può essere escluso mediante un commutatore che sostituisce lo stesso con una resistenza equivalente.

Variazione automatica del contrasto e della luminosità

È ottenuta mediante l'impianto di una foto resistenza (cioè di una resistenza il cui valore è funzione della intensità di luce che la colpisce) opportunamente inserita nel circuito di regolazione del contrasto. Un aumento dell'intensità di illuminazione dell'ambiente fa diminuire la resistenza e provoca un aumento del contrasto e viceversa.

La fotoresistenza si trova inserita contemporaneamente anche nel circuito che regola la luminosità facendo così variare quest'ultima insieme al contrasto ed in maniera tale che ad una diminuzione del contrasto si associ una diminuzione della luminosità e ad un aumento del contrasto un aumento della luminosità.

NOTE PER LA MESSA A PUNTO DEI CIRCUITI

L'allineamento del gruppo HF e del gruppo MF deve essere effettuato ogni qualvolta si esegue una riparazione che comporti la sostituzione di componenti di una certa importanza, valvole comprese.

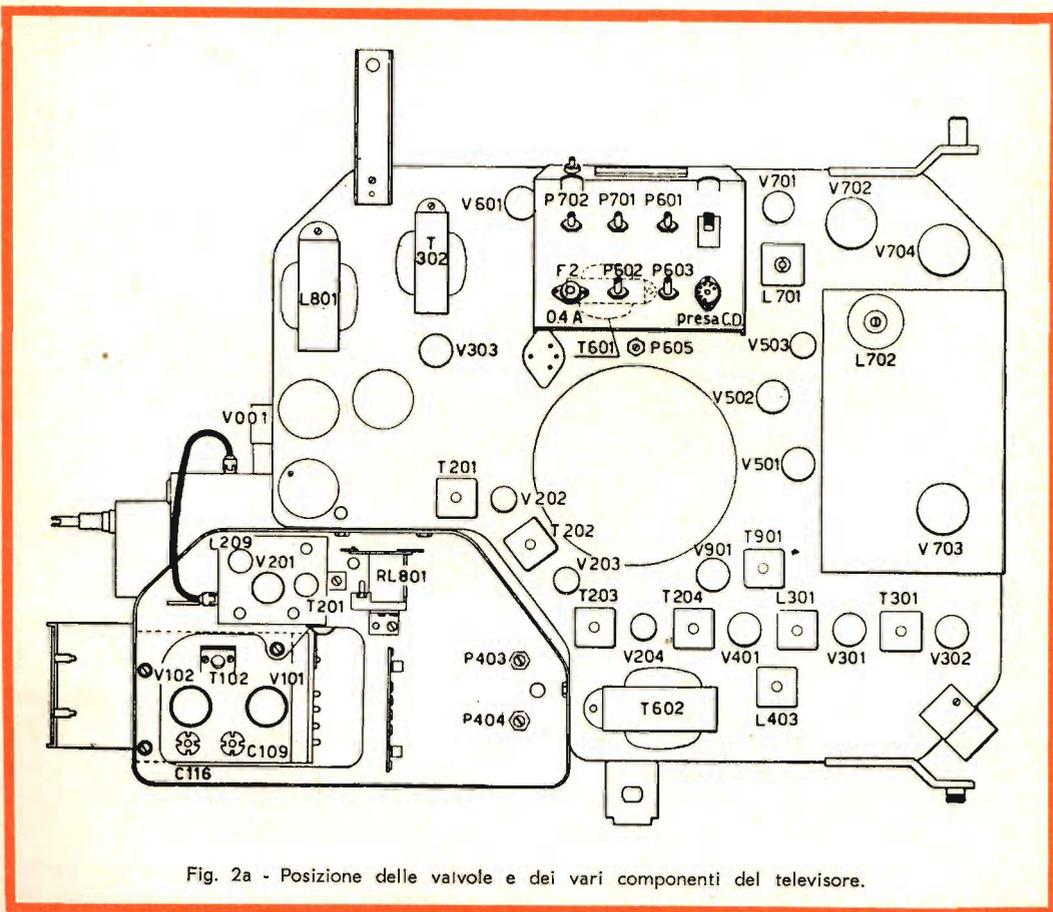



Fig. 2a - Posizione delle valvole e dei vari componenti del televisore.

TABELLA DI TARATURA

Operazione	Marker	Circuito da accordare	Oscilloscopio	Note
1	43,3 MHz	T 102	Punto A tramite rivelatore a cristallo (figura 5)	Per la max ampiezza della curva in corrispondenza del marker
2	43,3 MHz	L 201	c.s.	Per la max ampiezza della curva in corrispondenza del marker dovrà risultare una curva simile a quella di fig. 6
3	40,25 MHz	T 202 nucleo superiore	c.s.	Per la minima ampiezza della curva in corrispondenza del marker
4	41,25 MHz	T 202 nucleo inferiore	Punto E tramite una resistenza da 10 kΩ	Per la max ampiezza della curva in corrispondenza del marker
5	44,6 MHz	T 203	c.s.	c.s.
6	43,3 MHz	T 204	c.s.	Per la max ampiezza della curva in corrispondenza del marker. Evitare di ritoccare l'accordo di T 102 - L 201
7	45,55 MHz	T 901	Punto G	Per la max ampiezza della curva in corrispondenza del marker.

Allineamento della media frequenza video e dell'amplificatore indicatore di sintonia

1) Occorre sostituire la polarizzazione del CAG di media frequenza con una tensione fissa di —7,5 V, applicandola fra il punto B (fig. 3) e la massa.

2) Portare il commutatore di canali in una posizione libera.

3) Collegare il wobbulatore tra il piedino 2 della valvola ECF80 (V102) e la massa tramite un condensatore da 10.000 pF, regolando la frequenza a 45 MHz e lo spazzolamento a 10 MHz.

4) Estrarre il nucleo della bobina di media frequenza L201 (fig. 3).

5) Eseguire l'allineamento secondo la tabella 1.

Allineamento del preamplificatore di media frequenza per UHF

1) Polarizzare con una tensione di —7,5 V tra il punto B e la massa.

2) Polarizzare con una tensione di 1,5 V applicata tra il punto C e la massa.

3) Collegare l'uscita del wobbulatore alla presa coassiale del sintonizzatore UHF tramite l'adattatore di fig. 4.

4) Collegare l'oscilloscopio tra il punto A e la massa tramite il rivelatore di fig. 5.

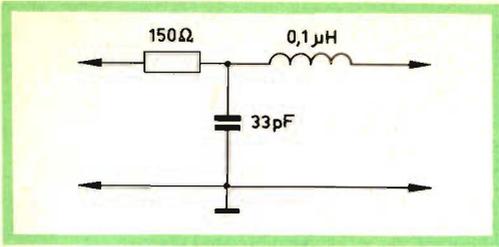



Fig. 4 - Schema dell'adattatore per l'accoppiamento tra il wobbulatore e il sintonizzatore UHF.

5) Inserire il tasto relativo al secondo programma (UHF).

6) Accordare il circuito T201 fino a che il picco a frequenza più alta coincida con il marker a 45,3 MHz. L'accordo del circuito L201 non deve essere toccato.

7) Accordare il circuito L209 fino ad ottenere la curva di fig. 6.

8) Ripetere le operazioni 6) e 7).

Allineamento delle trappole di media frequenza

1) Sostituire la polarizzazione del CAG, MF con una tensione fissa di —7,5 V applicandola tra il punto B e la massa.

2) Collegare il wobbulatore ai morsetti di antenna adattato per una impedenza di 300 Ω regolando la frequenza a 45 MHz e lo spazzolamento a 10 MHz.

3) Portare il commutatore di canali in corrispondenza del canale A.

4) Collegare l'oscillografo fra il punto B e la massa tramite una resistenza da 10.000 Ω.

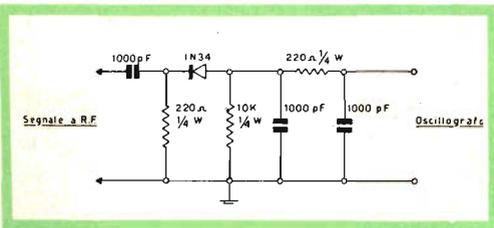



Fig. 5 - Schema del rivelatore da inserire tra il segnale RF e l'oscilloscopio.

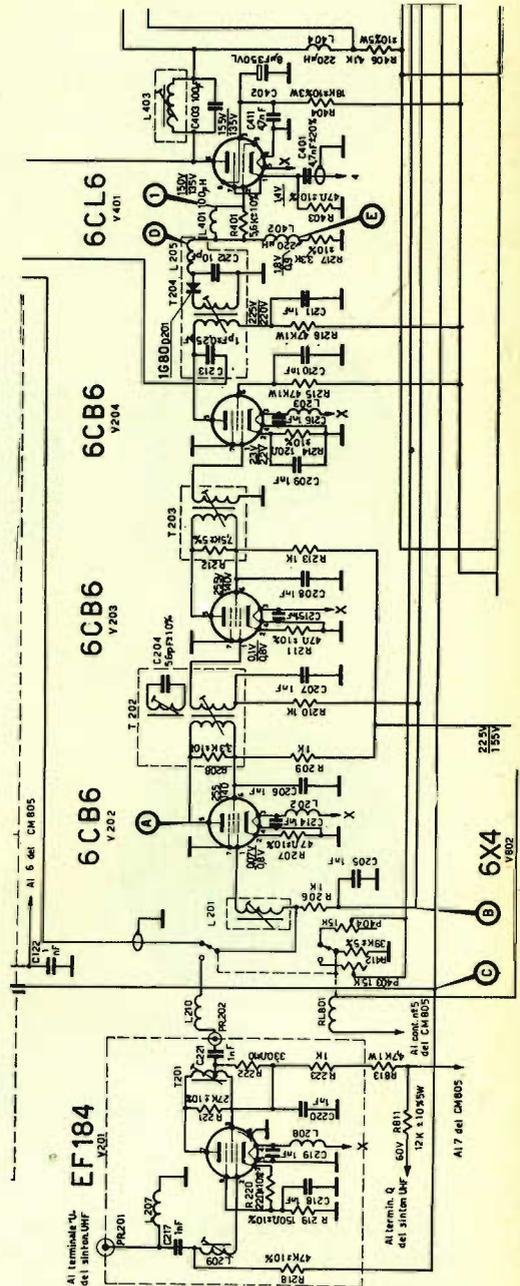



Fig. 3 - Circuito elettrico della sezione MF video del televisore.

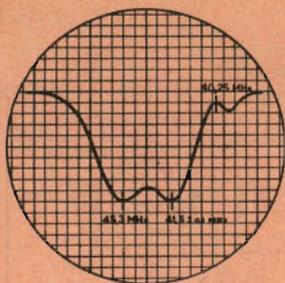
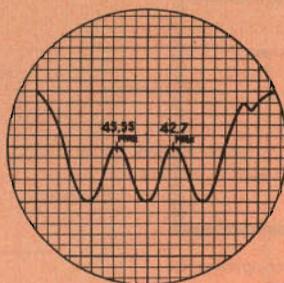
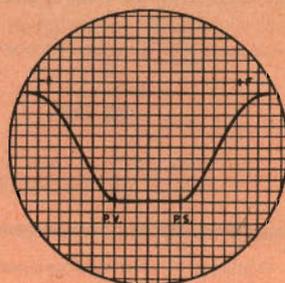



Fig. 6 Fig. 7 Fig. 8

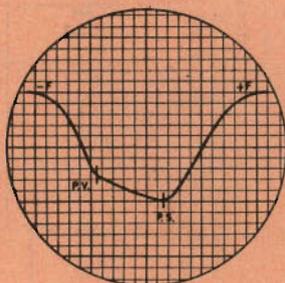
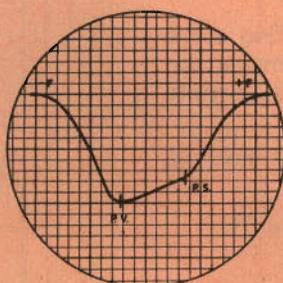
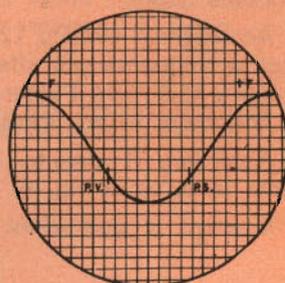



Fig. 8a Fig. 8b Fig. 8c

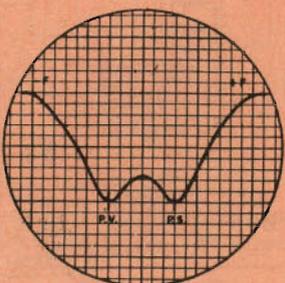
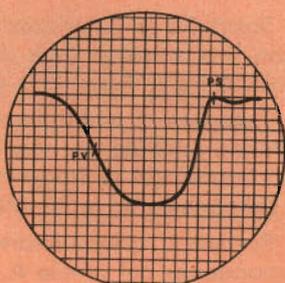



Fig. 8d Fig. 9

Curve di risposta ottenute durante l'allineamento dei vari circuiti del televisore.

5) Variando la distanza fra le spire accordare le bobine della trappola risonante in parallelo L101 a 42,7 MHz, e della trappola risonante in serie L102 a 45,75 MHz per il minimo dell'ampiezza della curva in corrispondenza dei marker. La curva che si ottiene è indicata in fig. 7.

Allineamento dei circuiti RF

1) Sostituire la polarizzazione del CAG, RF con una tensione fissa di —2,5 V applicata tra il punto C e la massa.

2) Collegare il wobbulatore ai morsetti di antenna. Il cavo di uscita del wobbulatore deve terminare con una impedenza di

300 Ω bilanciati verso massa. Quando il cavo d'uscita non termini con l'impedenza richiesta occorre adattarlo.

3) Regolare il wobbulatore per uno spazzolamento a 15 MHz.

4) Collegare l'oscilloscopio al punto di controllo PC 1 tramite una resistenza da 10.000 Ω.

5) Inserire il canale H disponendo il wobbulatore ed il generatore marker nelle portanti video ed audio.

6) Regolare i compensatori del gruppo fino ad ottenere la curva di fig. 8.

7) Controllare le curve di risposta degli altri canali. Esse dovranno essere nei limiti indicati dalle figg. 8a, b, c, d.

Allineamento dell'oscillatore RF

1) Applicare la tensione di polarizzazione fissa —7,5 V tra il punto B e la massa.

2) Applicare la tensione di polarizzazione fissa —2,5 V tra il punto C e la massa.

3) Collegare l'oscilloscopio tra il punto E e la massa (fig. 3).

4) Collegare il wobbulatore ai morsetti di antenna.

5) Inserire il canale H. Accordare l'oscillatore fino a far coincidere i marker delle portanti audio e video nelle posizioni indicate in fig. 9. La portante video PV dovrà risultare al 50% dell'ampiezza della curva totale.

6) Ripetere le operazioni per tutti gli altri canali.

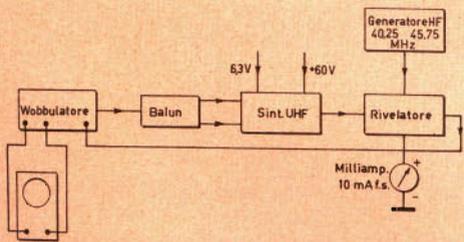



Fig. 11 - Disposizione degli strumenti per la misura dell'allineamento del sintonizzatore UHF.

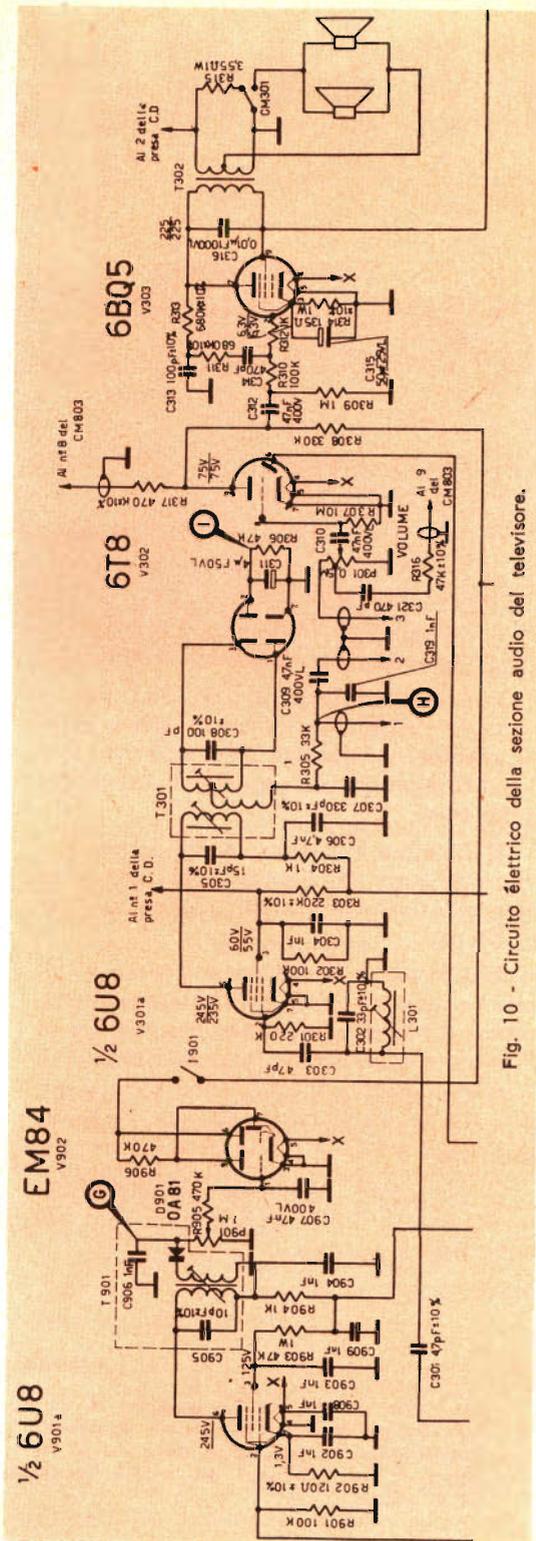



Fig. 10 - Circuito elettrico della sezione audio del televisore.

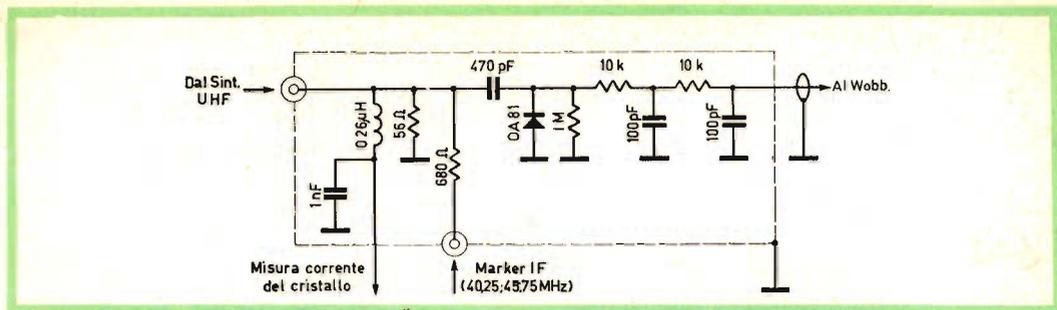



Fig. 12 - Schema elettrico del rivelatore a cristallo per l'allineamento del sintonizzatore UHF.

Allineamento trappola a 5,5 MHz della media frequenza suono

1) Collegare il generatore a 5,5 MHz tra il punto D e la massa tramite un condensatore da 10.000 pF.

2) Collegare il voltmetro a valvola in corrente continua tra il punto I e la massa.

3) Accordare L403 e poi L301 per la massima uscita. La tensione deve essere mantenuta durante l'accordo tra 1 e 1,5 Vcc agendo sul segnale di uscita del generatore.

4) Ripetere l'operazione del punto 3 e dopo regolare l'attenuatore del generatore in modo da inviare al circuito un segnale di 50 mV.

5) Accordare il nucleo superiore e inferiore del trasformatore T301 per la massima uscita ed inserire tra il punto I e la massa due resistenze in serie di 100.000 Ω.

6) Collegare il voltmetro a valvola tra il punto H ed il centro delle due resistenze suddette.

7) Accordare il nucleo superiore del trasformatore T 301 per lettura zero sul voltmetro a valvola.

8) Collegare il voltmetro a valvola tra il punto I e la massa accordando il nucleo inferiore di T301 per la massima uscita (fig. 10).

9) Collegare il voltmetro a valvola, con sonda RF, tra il punto F e la massa regolando l'attenuatore del generatore per la massima uscita ed accordando per la minima lettura il voltmetro elettronico.

Controllo allineamento sintonizzatore UHF

Sono necessari i seguenti strumenti: wobbulatore per frequenze da 470 a 890 MHz; Generatore RF con frequenze di lavoro 40,25 e 45,75 MHz; rivelatore a cristallo come da fig. 12; milliamperometro da 10 mA fs. a bassa resistenza interna; oscilloscopio ad alto guadagno verticale.

1) Collegare gli strumenti come indicato in fig. 11.

2) Controllare che la corrente misurata dal milliamperometro sia compresa fra 0,75 e 4 mA.

3) Controllare che la curva di risposta riprodotta sull'oscilloscopio sia regolare.

PAGELLA D'ORO TV

Una nuova formula per l'assegnazione di un Premio alla migliore rivista televisiva è stata ideata dalla Philips ed è già in fase di attuazione.
Trattasi della "pagella d'oro della rivista TV" che verrà rilasciata ogni anno agli interpreti, al regista ed agli allestitori del miglior spettacolo di rivista trasmesso per televisione sul 1° o sul 2° canale.

DISTORSIOMETRO

BF modello D 658

Il distorsiometro TES mod. D-658 (figg. 1a e 1b) è uno strumento studiato per misurare in modo accurato distorsione di segnali AC che abbiano una frequenza fondamentale compresa tra 20 e 20.000 Hz, sfruttando il metodo della soppressione della fondamentale. Noto il livello del segnale applicato, la componente fondamentale viene attenuata di circa 80 dB tramite un filtro RC sintonizzabile; il segnale che rimane viene quindi misurato per mezzo di un sensibile voltmetro a valvola.

La misura deve ovviamente essere eseguita sintonizzando esattamente il filtro dello strumento sulla frequenza della fondamentale; in questo modo, in pratica, si effettua un confronto tra segnale d'ingresso, completo di componenti armoniche, e segnale esistente dopo il filtro che non è altro che la distorsione armonica totale della fondamentale.

Questa lettura, grazie alla taratura dello strumento indicatore, può essere effettuata direttamente in « percento » oppure in volt efficaci.

Con l'aggiunta di un adeguato rilevatore accordato, è anche possibile effettuare misure di distorsione dell'inviluppo di modulazione d'ampiezza di portanti a radiofrequenza.

La sezione voltmetro a valvola può essere usata indipendentemente dal resto dello strumento per misure di: tensioni AC, tensioni di rumore, potenza d'uscita e guadagno sulla gamma da 10 Hz a 100 kHz essendo la risposta del voltmetro piatta per tutte le frequenze comprese entro questi limiti.

Un'apposita uscita permette di controllare con l'oscilloscopio la forma d'onda del segnale misurato.

CARATTERISTICHE

Gamma di frequenza del distorsiometro:
da 20 Hz a 20 kHz in tre sotto-gamme.
Precisione di taratura in frequenza:
± 2% sull'intera gamma.

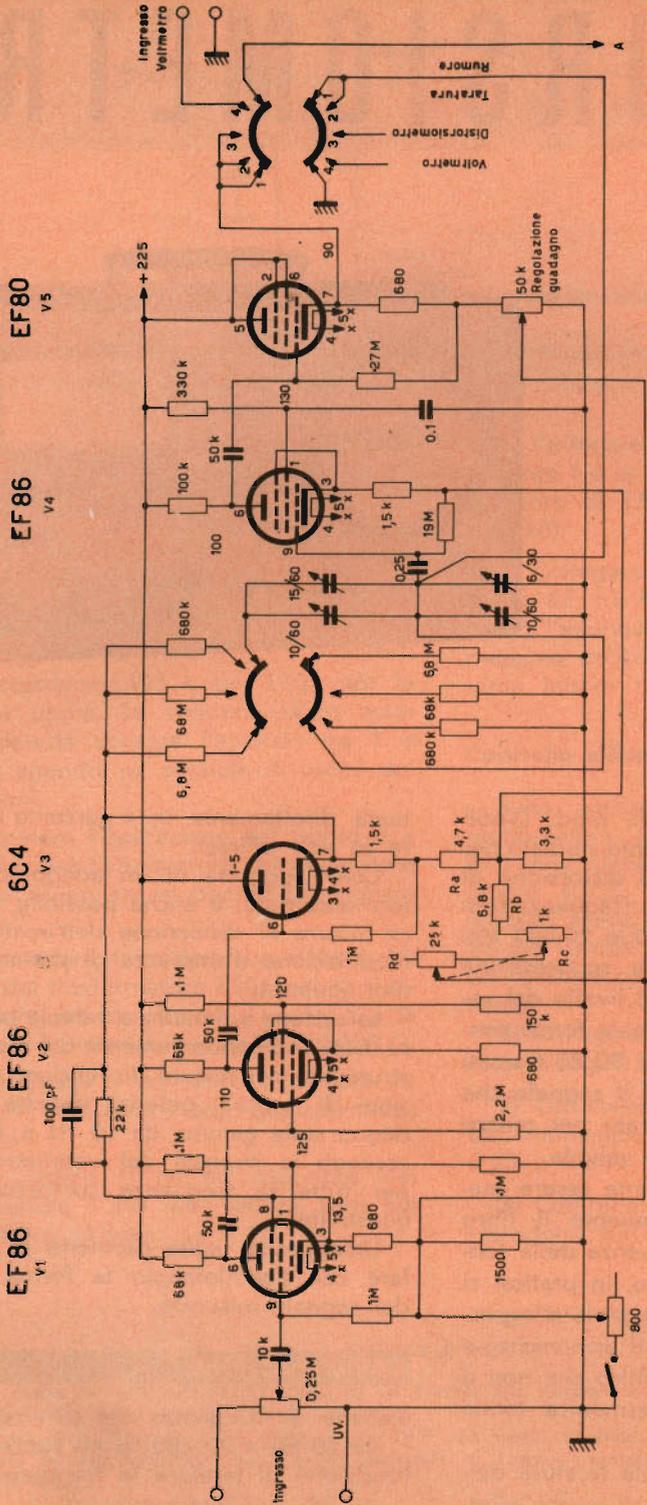



Fig. 1a - Schema elettrico del distorsiometro: amplificatore filtro.

Distorsione minima misurabile:
0,1% (0,3% f.s.).

Impedenza d'ingresso:
250 kΩ con 50 pF.

Tensione necessaria per la misura della distorsione:
1 V eff. minimo.

Sensibilità voltmetro a valvola (f.s.):
30-100-300 mV, 1-3-10-30-100-300 V.

Precisione taratura voltmetro:
migliore del ± 5%.

Banda passante voltmetro a valvola:
10 Hz - 100 kHz.

Impedenza d'ingresso voltmetro:
1 MΩ con 40 pF.

Misura di rumore:
60 μV (minima leggibile) per frequenze comprese tra 20 Hz e 20 kHz.

Valvole impiegate:
EF80 - EF80 - EF80 - EF86 - EF86 - EF86 - 6C4 - 6C4 - EBC91 - EL86 - OA2 - EZ81 - n. 2 diodi 1G26.

Alimentazione:
da 110 V a 220 V, 50 Hz.

COMANDI E TERMINALI

INGRESSO: Questi morsetti sono collegati direttamente all'amplificatore d'ingresso. Il morsetto inferiore è collegato al telaio dello strumento. A questi terminali deve essere inviato il segnale del quale si vuole misurare la distorsione.

LIVELLO: Regola il segnale all'ingresso del distorsiometro tramite un potenziometro da 0,25 MΩ. Unitamente al comando « FUNZIONE » serve per regolare la taratura di f.s. dello strumento indicatore prima di eseguire la misura di distorsione.

GAMMA: Seleziona la gamma su cui si può sintonizzare il filtro dello strumento.

FUNZIONE: Questo commutatore rotante seleziona le varie sezioni dello strumento, predisponendolo per le seguenti misure:

Rumore - In questa posizione il voltmetro a valvola viene collegato alla sezione amplificatrice dello strumento per cui la sensibilità del voltmetro viene aumentata di 40 dB. Il filtro RC sintonizzabile viene escluso.

Taratura - Il voltmetro a valvola viene collegato alla sezione amplificatrice dello strumento, e come nel caso precedente, viene escluso dal circuito il filtro RC. In questa posizione la sensibilità del voltmetro viene aumentata di 20 dB su tutta la gamma di frequenze.

Distorsione - Il voltmetro a valvola viene collegato all'uscita del filtro RC allo scopo di misurare esclusivamente la componente armonica totale del segnale applicato all'ingresso.

Voltmetro - L'ingresso del voltmetro a valvola viene collegato ai morsetti « VOLTMETRO ». Applicando a questi terminali un segnale di BF, se ne effettua la misura leggendo direttamente il valore sullo strumento indicatore. In questa posizione lo strumento funziona solo a voltmetro BF con banda passante da 10 Hz a 100 kHz.

FREQUENZA: Agisce sul condensatore variabile del filtro RC in modo da sintonizzare il circuito sulla fondamentale del segnale applicato all'ingresso.

BILANCIAMENTO: Agisce su due potenziometri che operano in unione al comando « Frequenza », per l'eliminazione della frequenza fondamentale.

VOLTMETRO: Terminali d'ingresso alla sezione « voltmetro a valvola » del circuito (vedere quanto spiegato relativamente al comando « Funzione »).

OSCILLOGRAFO: Questa uscita è stata prevista per collegare ad un oscillografo l'uscita dell'amplificatore del voltmetro a valvola allo scopo di poter controllare le caratteristiche di forma d'onda del segnale sotto misura.

D % - VOLT: Il commutatore « D % - Volt » determina il valore di fondo scala dello strumento indicatore sia per quanto riguarda le letture in tensione, sia per l'indicazione della percentuale di distorsione.

Fig. 1b - Schema elettrico del distorsiometro: alimentatore e millivoltmetro.

RADIOTECNICI RADIOAMATORI RADIORIPARATORI

L'IMPONENTE ORGANIZZAZIONE G.B.C *electronics*

DELLE TRE VENEZIE VI

ATTENDE NEI CENTRI DI:

BOLZANO - Via Orazio, 25/G
MESTRE - Via Torino, 1
PADOVA - Porte Contarine, 8
ROVIGO - Via Umberto I
UDINE - Via Marangoni 87/89
VERONA - Vicolo Cieco del Parigino, 13
VICENZA - P.tta San Marco, 19
PORDENONE - P.zza duca D'Aosta

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il distorsiometro è composto dalle seguenti unità base:

1) Amplificatore a ponte di Wien.
2) Divisore di tensione.
3) Amplificatore del voltmetro.
4) Rettificatore e strumento indicatore.
5) Alimentatore stabilizzato.

Amplificatore e ponte di Wien

Le caratteristiche di attenuazione della frequenza fondamentale sono determinate dalla sezione amplificatrice e dal ponte di Wien.

Allo scopo di poter ritrovare facilmente questa unità nello schema complessivo, in fig. 2 è riportata la parte del circuito e gli elementi che formano il ponte di Wien vero e proprio.

La curva di risposta del ponte, secondo il circuito semplificato mostrato in fig. 2, è indicata in fig. 3. Si vede molto chiaramente da questo diagramma che le caratteristiche di risposta del ponte non sono costanti per le frequenze armoniche e subarmoniche di f_0. La seconda armonica risulta attenuata diversi dB di più della terza, la terza diversi dB di più della quarta e così via. L'applicazione di una reazione negativa al circuito, ne esalta le caratteristiche selettive e ne rende più uniforme la risposta nei riguardi delle diverse armoniche. Quando il comando « FUNZIONE » è in posizione « RUMORE » o « TARATURA », la griglia di V4 è collegata a massa ed il ponte cessa di far parte, come tale, del circuito. V4 diventa quindi un'amplificatrice con griglia a massa impiegata unitamente alla sezione « voltmetro » per l'amplificazione, prima della misura, dei segnali a bassissimo livello.

Fig. 2 - Parte del circuito che forma il ponte di Wien.

Divisore di tensione

Il segnale inviato ai terminali « VOLTMETRO » o comunque inviato al circuito d'ingresso del voltmetro a valvola, è applicato alla griglia controllo di V 10 tramite un condensatore da 0,25 μF. Questo tubo è inserito in circuito come amplificatore ad uscita catodica. Le resistenze del partitore inserite sull'uscita catodica sono di alta stabilità e precisione. Con il commutatore « D % » nelle posizioni 100 e 300 V f.s. viene inserito, tra i terminali d'ingresso della sezione voltmetro, un divisore di tensione parallelato da opportune capacità per la compensazione della risposta in frequenza.

Amplificatore del voltmetro

Il sistema di amplificazione del voltmetro è costituito da un'amplificatore ad accoppiamento RC a larga banda (V11 e V12) che segue il divisore di tensione sopra descritto. Questo amplificatore è stabilizzato da un opportuno circuito di controreazione allo scopo di rendere pressochè piatta, su tutta la gamma compresa tra 10 Hz e 100 kHz, la risposta del voltmetro stesso, ed allo scopo di rendere l'amplificazione totale del circuito indipendente, entro ampi limiti, dalle inevitabili variazioni di rendimento dei tubi.

Rettificatore e strumento indicatore

L'uscita dell'amplificatore è inviata ad un sistema di rettificazione lineare del segnale, costituito da due diodi 1G26. Il sistema di rettificazione è del tipo « ad onda completa » e lo strumento indicatore è collegato tra il catodo di un diodo e l'anodo dell'altro. Il condensatore da 100 μF collegato in parallelo allo strumento a bobina mobile serve da by-pass agli effetti di una eventuale componente alternata che determinerebbe, con la sua presenza, una vibrazione dell'indice dello strumento durante le misure dei segnali a frequenza molto bassa.

Alimentatore stabilizzato

L'alimentatore, stabilizzato elettronicamente, è di tipo convenzionale e l'alta tensione viene fornita da un normale circuito di rettificazione impiegante una EZ81. La tensione stabilizzata alimenta l'amplificatore d'ingresso ed il ponte di Wien. Non stiamo a dilungarci sul funzionamento di questo circuito essendo da tutti conosciuto ed impiegato nella maggior parte degli strumenti di misura.

IMPIEGO E MISURE ESEGUIBILI

Con il distorsiometro T.E.S. mod. D-658 si possono eseguire le seguenti misure: misure di tensioni in valore efficace - misure di valore medio - misure di tensioni amplificate - misure di distorsione di BF in percentuale - controllo oscillografico del segnale sotto misura - misure di distorsione su portanti modulate in ampiezza.

Misure di tensioni in valore efficace

Occorre tener presente che la massima tensione applicabile ai morsetti, come somma della componente in corrente continua e di picco in corrente alternata, è di 600 V. Tensioni superiori danneggiano i condensatori posti all'ingresso della sezione voltmetro a valvola.

Misure di valor medio

Lo stadio « voltmetro a valvola » di questo strumento è in effetti un misuratore di valor medio il cui strumento indicatore ha la scala tarata in valore efficace. Le indicazioni più precise del valore di tensione si hanno quando il segnale sotto misura ha andamento sinusoidale, in quanto la taratura riportata sulla scala dello strumento è stata determinata in funzione della misura di un segnale perfettamente sinusoidale. La lettura quindi risulterà completamente valida solo nel caso in cui si misurino dei segnali aventi questa caratteristica.

Fig. 3 - Curva di risposta del ponte di Wien.

In generale i voltmetri indicatori di valor medio danno l'indicazione della media assoluta delle variazioni di una tensione intorno al suo valore medio in corrente continua; di conseguenza il valore efficace di un'onda sinusoidale sarà uguale al proprio valor medio assoluto moltiplicato per 1,11.

Come conseguenza delle considerazioni fatte, si deduce che lo strumento non potrà dare delle indicazioni completamente attendibili quando il segnale sotto misura non ha andamento perfettamente sinusoidale.

Nella tabella 1 è specificato l'effetto che le armoniche hanno nei riguardi dell'indicazione del valore di tensione; questa tabella può quindi essere utilizzata per determinare la percentuale di errore nelle letture eseguite su questo strumento quando la tensione misurata presenta una distorsione di 2ª o di 3ª armonica.

Misure di tensioni amplificate

La sensibilità del voltmetro può essere aumentata amplificando il segnale da misurare e, naturalmente, tenendo conto nel-

TABELLA 1

Caratteristiche del segnale	Valore indicato	V eff. reali
Fondamentale + 0% di comp. armoniche	100	100
Fondamentale + 10% di 2ª armonica	100	100,5
Fondamentale + 20% di 2ª armonica	100-102	102
Fondamentale + 50% di 2ª armonica	100-110	112
Fondamentale + 10% di 3ª armonica	96-104	100,5
Fondamentale + 20% di 3ª armonica	94-108	102
Fondamentale + 50% di 3ª armonica	90-116	112

la misura del relativo fattore di moltiplicazione. Questa amplificazione si ottiene, utilizzando l'amplificatore d'ingresso della sezione distorsiometro, quando il commutatore « FUNZIONE » è in posizione « TARATURA » o in posizione « RUMORE ». Il guadagno e la risposta dell'apparecchiatura in queste due posizioni sono riportati nella tabella 2.

Per eseguire misure di tensione sfruttando l'amplificatore d'ingresso procedere come segue:

a) Accendere lo strumento ed attendere che abbia raggiunto la temperatura di regime come indicato precedentemente.

b) Ruotare il commutatore « FUNZIONE » in posizione « TARATURA » per ottenere un guadagno complessivo di 20 dB oppure in posizione « RUMORE » per ottenere un guadagno complessivo di 40 dB.

Nota: nell'eseguire misure di questo genere occorre tener presente la risposta complessiva dello strumento secondo quanto indicato nella tabella 2.

c) Ruotare il commutatore « D % - VOLT » in posizione « 10 VOLT ».

d) Ruotare il potenziometro « LIVELLO » a fondo corsa per il massimo di amplificazione.

e) Applicare il segnale da misurare ai morsetti « INGRESSO ».

f) Ruotare il comando « D % - VOLT » in posizione adatta per ottenere una lettura adeguata sullo strumento. Per ottenere il valore reale della tensione sotto misura occorre dividere per 10 il valore indicato dallo strumento quando si effettua la misura in posizione « TARATURA », se si effettua invece la misura in posizione « RUMORE » occorre dividere per 100 il valore indicato.

Nella tabella 3 è riportato un esempio.

Nel caso in cui l'indicazione dello strumento fosse superiore a 10 V occorre escludere l'amplificatore d'ingresso ed eseguire la misura con la sola sezione voltmetro a valvola applicando il segnale ai morsetti « VOLTMETRO » ed operando come indicato nel paragrafo precedente.

Misure di distorsione

a) Accendere lo strumento ed attendere che abbia raggiunto la temperatura di regime.

TABELLA 2

Posizione	Guadagno	Risposta dello strumento
Taratura	+ 20 dB	± 1 dB da 20 Hz a 20 kHz ± 1,5 dB da 10 Hz a 100 kHz
Rumore	+ 40 dB	± 1 dB da 20 Hz a 15 kHz

TABELLA 3

Posizione	Indicazione	Fattore di molt.	Tensione effettiva
Taratura	0,06 V	x 0,1	0,006 V
Rumore	0,2 V	x 0,01	0,002 V

b) Ruotare il commutatore « D % - VOLT » in posizione 100%.

c) Ruotare il commutatore « FUNZIONE » in posizione « TARATURA ».

d) Applicare il segnale da misurare ai morsetti « INGRESSO »; il morsetto inferiore è collegato a massa per cui non deve essere collegato ad alcùn punto a potenziale diverso da zero sia in corrente continua che in corrente alternata.

e) Ruotare lentamente il potenziometro « LIVELLO » fino a che l'indice dello strumento sia in corrispondenza del valore di fondo scala (100%).

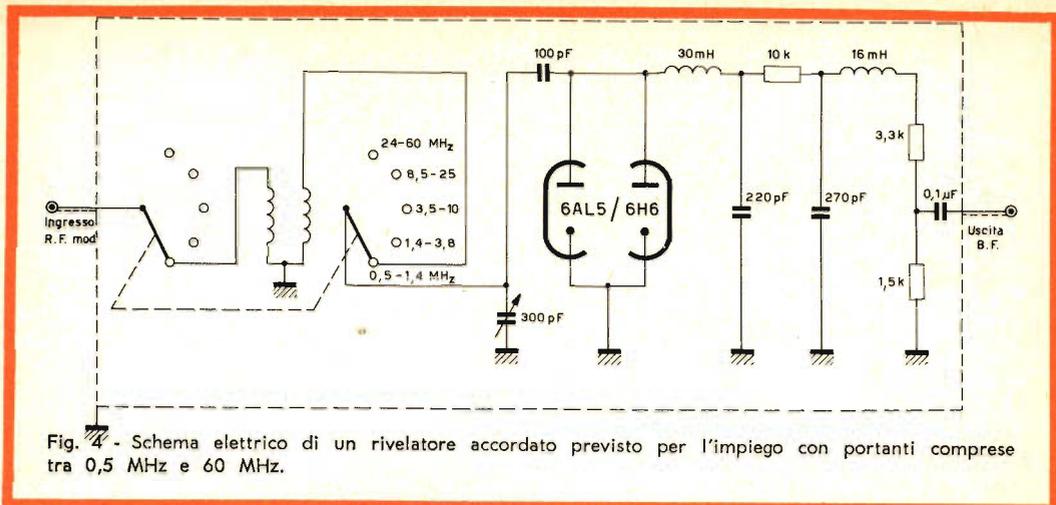
f) Predisporre il commutatore di gamma su una delle posizioni A-B-C in funzione della frequenza della fondamentale di cui si vuole misurare la distorsione. Ruotare quindi il comando di sintonia fino a che l'indice dello strumento indichi un minimo. Nel caso in cui questo minimo fosse in prossimità dello zero, portare il commutatore D % su un valore inferiore di fondo scala e ripetere l'operazione. Trovato il minimo, ruotare il comando « BILANCIAMENTO » e perfezionare questo minimo commutando, se necessario, il valore di fondo scala come indicato precedentemente. Ritoccare sintonia e bilanciamento fino a che l'indice dello strumento indichi la migliore condizione. Eseguire quindi la lettura della percentuale di distorsione sulla scala selezionata dal commutatore « D % ».

Controllo oscillografico del segnale sotto misura

Una delle principali possibilità di questo distorsiometro è la rappresentazione oscillografica del segnale sotto misura. Il segnale viene prelevato all'uscita del voltmetro a valvola, di conseguenza quanto viene rappresentato dall'oscillografo è il segnale effettivamente misurato. La combinazione del misuratore di distorsione e dell'oscillografo permette di ottenere delle informazioni molto più significative, nei riguardi dell'apparecchiatura sotto prova, di quelle ottenibili controllando la sola percentuale di distorsione.

Applicando all'ingresso Y il segnale presente all'uscita del distorsiometro e all'asse X il segnale in prova complessivo, si ottiene sul tubo oscillografico una figura stabile. L'informazione ottenuta da questa rappresentazione è specifica e rileva la natura della distorsione, la quale molte volte, e specialmente in caso di livelli molto bassi (rumore di fondo e disturbo) di difficile determinazione.

Per esempio un errore di polarizzazione di griglia, oppure un segnale ampio applicato alla griglia controllo di un tubo amplificatore determina dei picchi sulla forma d'onda del segnale (un picco se l'amplificatore è ad una valvola, due se è un push-pull). Le oscillazioni parassite vengono rivelate come treni d'onda a frequenza elevata oppure, se la frequenza delle oscillazioni è molto elevata, come delle rapide interruzioni del segnale. Queste oscillazioni possono essere di carattere transitorio, causate dalla saturazione del ferro di un trasformatore inserito nel circuito in prova, o di carattere continuo, causate in questo caso da fenomeni di rotazione di fase. Le possibilità di informazioni attendibili sono comunque moltissime e non è possibile elencarle tutte. Con un po' di pratica le rappresentazioni oscillografiche ottenute con l'aiuto di questo strumento potranno essere facilmente interpretate in modo esatto.

Fig. 4 - Schema elettrico di un rivelatore accordato previsto per l'impiego con portanti comprese tra 0,5 MHz e 60 MHz.

Misura di distorsione su portanti modulate in ampiezza

Con l'impiego di un rivelatore accordato (demodulatore) è possibile misurare la percentuale di distorsione di un segnale irradiato da un trasmettitore. Un circuito molto adatto per poter eseguire questa misura è mostrato in fig. 4. Questo rivelatore è stato previsto per l'impiego con portanti comprese tra 500 kHz e 60 MHz. Il suo funzionamento è intuitivo e l'unica raccomandazione per chi volesse realizzare questa unità è di schermare molto bene il tutto racchiudendo ogni parte del circuito in una scatola metallica. È bene che i morsetti d'ingresso e d'uscita di questa unità siano di tipo coassiale, come pure è opportuno che il collegamento tra uscita del rilevatore ed ingresso del distorsiometro sia realizzato con cavetto coassiale.

Per eseguire la misura si deve procedere come segue:

a) Predisporre il commutatore di gamma del rivelatore sulla gamma desiderata e collegare l'uscita del rivelatore ai morsetti d'ingresso del distorsiometro.

b) Accoppiare in modo piuttosto lasco, tramite un link, l'ingresso del rivelatore, regolando l'accoppiamento tra trasmettitore, rivelatore e misuratore di distorsione come segue:

1) Regolare la profondità di modulazione del trasmettitore per un valore uguale al 30%, modulando con una frequenza fissa di BF (ad esempio 1000 Hz).

2) Disporre il commutatore « VOLT » in posizione 300 V f.s. ed il commutatore « FUNZIONE » in posizione « TARATURA » ruotando tutto a destra il potenziometro « LIVELLO ».

3) Ruotare il variabile di sintonia del rivelatore fino ad ottenere la massima indicazione dello strumento del distorsiometro. Ridurre il valore di fondo scala dello strumento, se necessario, agendo opportunamente con il commutatore «VOLT».

4) Regolare l'accoppiamento tra rivelatore e trasmettitore in modo che l'indice dello strumento sia in corrispondenza del valore di fondo scala con il commutatore « D % - VOLT » in posizione 100%.

Attenzione: in nessun caso il segnale a RF applicato all'ingresso del rivelatore deve superare i 50 V. Normalmente una tensione a RF di soli 11 V è più che sufficiente per poter eseguire la misura.

5) Per eseguire la misura agire sul distorsiometro, senza più toccare l'accoppiamento al trasmettitore o la sintonia del rivelatore, come se si trattasse di effettuare una misura di distorsione di un normale segnale a BF (vedere paragrafo relativo).

RIPRODUZIONE STEREOFONICA

LA CORRETTA DISPOSIZIONE DEGLI ALTOPARLANTI

L'impianto di riproduzione stereofonica presso l'utente può essere del tipo a mobile unico, in generale già munito di giradischi stereofonico, oppure può essere il risultato dell'ampliamento di un impianto già esistente con l'aggiunta di un secondo complesso di bassa frequenza oppure di un secondo ricevitore.

Nel caso che si tratti del tipo a mobile unico, le verifiche da effettuare saranno di gran lunga minori rispetto a quelle da fare su un impianto messo insieme ex novo, perchè la ditta costruttrice ha già predisposto tutti gli accorgimenti perchè l'impianto funzioni nelle migliori condizioni.

Quando l'impianto stereofonico è composto da diffusori separati, la loro disposizione nella stanza deve essere fatta in modo che l'insieme dei suoni dia l'impressione della distribuzione dei vari strumenti, conformemente alla loro posizione nell'orchestra.

Molti credono di avere raggiunto il massimo della perfezione quando riescono a ottenere, per esempio, che il suono di uno strumento provenga da un angolo della stanza, mentre il suono di un altro arrivi dall'angolo opposto. L'eccessiva direzionalità in questo caso contrasta con il realismo della riproduzione stereofonica, la quale ha lo scopo di duplicare e non di spezzare l'originale unità dell'esecuzione. Allo stato attuale, e sulla base di molte prove effettuate in ambienti diversi, vi è ragione di ritenere che la migliore sistemazione dei due altoparlanti sia di disporli su una stessa linea con i centri distanti di 1-1,5 m.: ciò vale per i locali di medie dimensioni, come le normali stanze di un appartamento.

Un'eccessiva distanza fra gli altoparlanti produrrebbe uno squilibrio nel fronte sonoro, che diventa troppo esteso rispetto alle dimensioni del locale e alle distanze del punto d'ascolto.

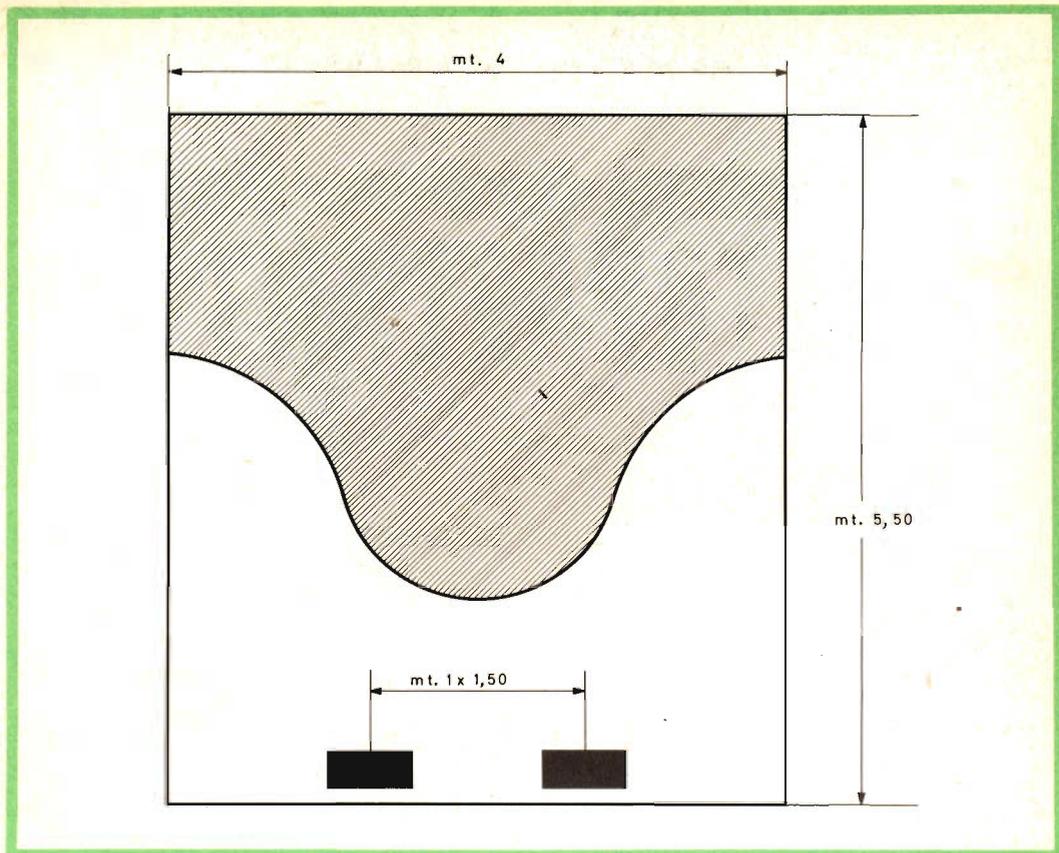
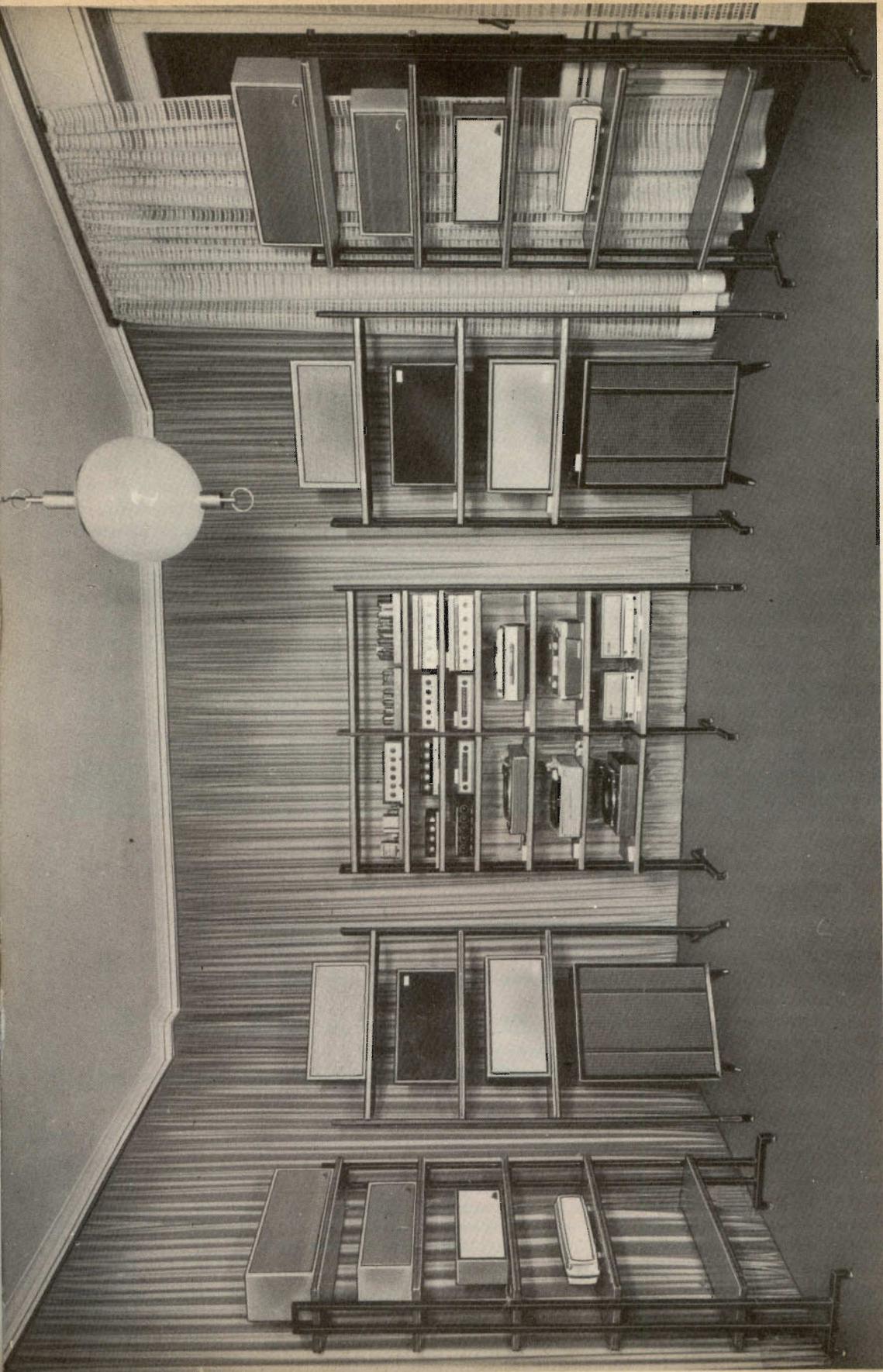



Fig. 1 - Soluzione ideale, sia come ambiente che come disposizione degli altoparlanti, di un impianto HI-FI stereofonico. La zona tratteggiata indica l'area di buon ascolto.

Quest'ultimo di regola, si trova sulla linea media tra i due altoparlanti e a una distanza approssimativamente doppia rispetto a quella che divide i loro centri.

Vi è inoltre da tener presente che il migliore effetto stereofonico si ottiene quando gli altoparlanti sono disposti lungo una delle pareti più corte della stanza (supposta rettangolare): la sistemazione negli angoli è da scartare se lo spazio che divide i due altoparlanti è eccessivo rispetto alla norma sopra indicata. Può accadere che certe disposizioni degli altoparlanti nell'ambiente producano riflessi e concentrazioni di suoni (onde stazionarie) che esaltano una particolare banda di frequenza. Queste onde stazionarie danno luogo a peggioramento d'ascolto e, alle frequenze basse, producono un senso di fastidio. Le stanze di forma quadrata sono le meno adatte in quanto probabilmente producono onde stazionarie, specie se gli altoparlanti sono sistemati vicino agli angoli. Nell'ambiente dovrà essere evitata la presenza di qualsiasi mobile tra gli altoparlanti e il posto d'ascolto: le frequenze più elevate possono essere assorbite dal mobile, specie se si tratta di un divano imbottito e di conseguenza si perde la maggior parte dell'effetto stereofonico: le note acute sono infatti destinate a dare le più fini sfumature della musica.

La messa a punto dell'impianto stereofonico richiede molta attenzione; anzitutto occorre che gli altoparlanti siano il più possibile uguali; perciò i correttori di tono dei due canali vanno manovrati con

Così appare al visitatore la sala d'ascolto HI-FI della GBC electronics: vi sono installati i migliori amplificatori e la gamma completa delle più perfette casse acustiche esistenti sul mercato. Qui è possibile scoprire veramente sensazioni nuove, un mondo di suoni che solo oggi la stereofonia e l'alta fedeltà ci consentono di ascoltare ed apprezzare.

estrema cautela in modo da non produrre differenze di risposta fra i due canali. Con questa premessa la regolazione del sistema può essere fatta con un nastro o con un disco che contiene i segnali di prova, oppure facendo riferimento a quelli della Rai che vengono trasmessi all'inizio di ogni trasmissione stereofonica sulla rete di filodiffusione.

Per la prima prova la Rai invia alternativamente sui due altoparlanti un segnale che deve servire per individuare la giusta corrispondenza della parte sinistra e della parte destra.

Qualora non esistesse corrispondenza tra la destra e la sinistra occorrerà invertire in un qualunque punto della catena, i due canali fra loro, oppure semplicemente, qualora i collegamenti lo consentano, trasportare l'altoparlante di sinistra a destra e viceversa.

Se la regolazione del volume dei due canali è esatta, si deve ricevere l'impressione che i suoni provengano dal punto centrale rispetto ai due altoparlanti: il controllo deve essere fatto stando al centro, a circa un metro di distanza dagli altoparlanti. Se il punto di provenienza del suono appare spostato a sinistra o a destra, ciò significa che un altoparlante ha il volume sonoro più forte dell'altro.

La regolazione di volume è agevole solamente se i due altoparlanti sono in giusta fase tra loro, cioè, se azionati dallo stesso segnale si muovono simultaneamente spostandosi nello stesso senso. Se i due altoparlanti sono in controfase, l'ascolto al centro del sistema non permette più di identificare esattamente l'origine del suono: si ha l'impressione che esso non provenga più dal centro. Per questo motivo la Rai trasmette un secondo segnale di prova. Esso consiste in una specie di fruscio (o sciacquio di onde sulla sabbia) che quando è ricevuto attraverso un complesso stereofonico ben regolato, sembra provenire dalle spalle dell'ascoltatore e allontanarsi verso un punto ideale del centro tra i due altoparlanti; se invece gli altoparlanti non sono in fase esso sembra spostarsi in senso esattamente inverso: partirà dal centro per disperdersi alle spalle dell'ascoltatore. In caso di inversione di fase invertire i fili di collegamento di un solo altoparlante per rifasare il sistema.

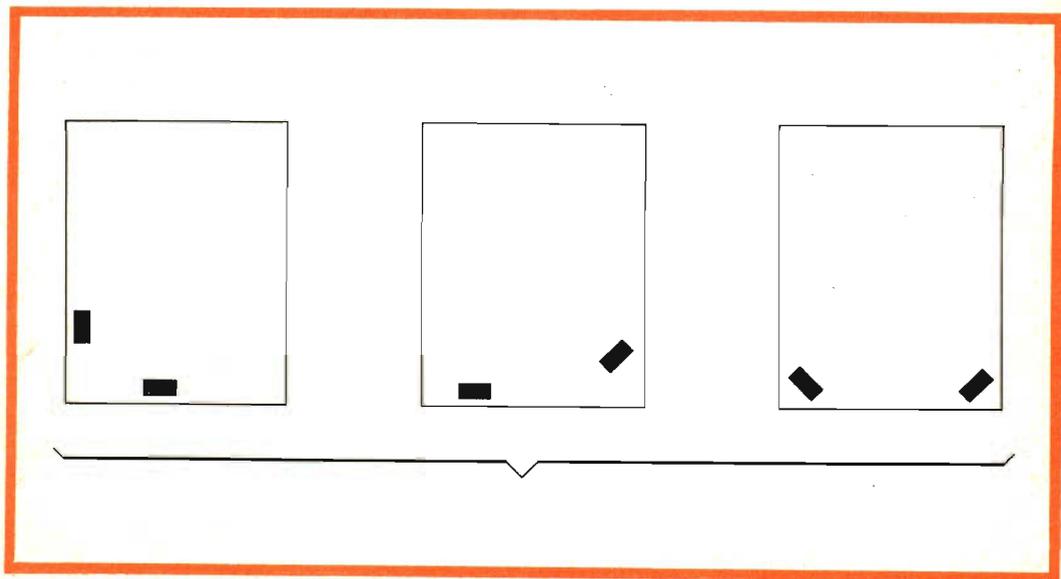
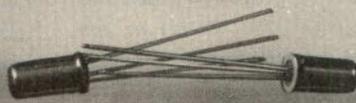
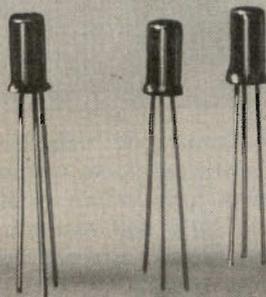
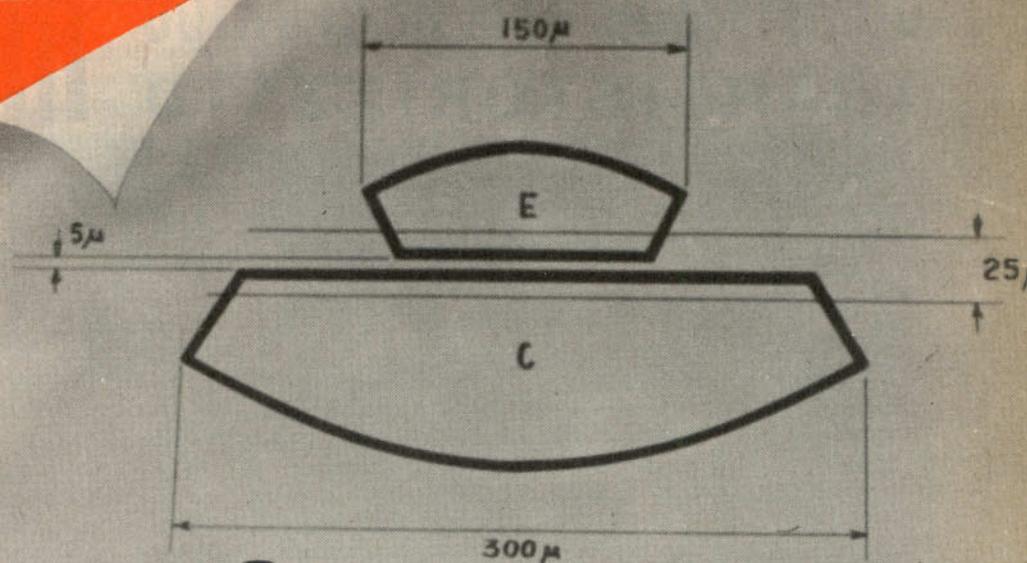



Fig. 3 - Il miglior effetto stereofonico si ottiene quando gli altoparlanti sono disposti lungo una delle pareti più corte della stanza: le tre versioni prospettate qui sopra, e sono le più diffuse, sono senz'altro da scartare.

COMPLESSO STEREOFONICO TRANSISTORIZZATO HI-FI

Il preamplificatore equalizzatore

Quattro semiconduttori SFT353 sono utilizzati in quello che ormai si usa chiamare un preamplificatore equalizzatore - fig. 1.

I due primi transistori permettono di usare segnali debolissimi provenienti da un rivelatore magnetico, e di compensare la curva caratteristica di registrazione. A tale scopo si noterà che la necessaria compensazione è ottenuta per mezzo di un circuito di contro-reazione selettiva disposto tra il collettore del secondo transistore e l'emettitore del primo, essendo i segnali, riinseriti nello stadio d'ingresso, applicati ai capi di una resistenza non bypassata da 1,2 kohm, posta tra emettitore e massa del transistore considerato.

Le polarizzazioni di questi due stadi sono ottenute, in modo classico, tramite ponti di resistenze disposti tra il polo negativo di alimentazione e la massa; un disaccoppiamento molto energico — 4,7 kohm / 500 μF — permette di alimentare questi due transistori con una tensione continua perfettamente filtrata e priva di ogni traccia di ronzio a 100 Hz.

Questi ultimi sono stabilizzati in continua — contro-reazione — per mezzo di resistenze di forte valore — 8,2 kohm — disposte in serie agli emettitori, e bypassate, per i segnali alternati, con dei condensatori di grande capacità - 100 μF.

Dopo l'amplificazione e la correzione di frequenza, i segnali, in uscita dal rivelatore magnetico, sono inviati ad un commutatore — la rappresentazione del quale è volontariamente semplificata — il quale permette di scegliere tre diverse sorgenti di segnale: pick-up, magnetofono, tuner F. M.; le sensibilità dei due ultimi ingressi sono le stesse - 300 mV.

Venendo dal commutatore, i segnali, provenienti dalle diverse sorgenti di modulazione, finiscono sulla base di un terzo transistore doppiamente contro-reazionato: con una resistenza da 180 kohm disposta tra base e collettore, e con la resistenza di emettitore da 470 ohm non disaccoppiata.

I comandi di tono — grave e acuto — sono posti tra il collettore del terzo transistore e la base del quarto: essi permettono di avere una forma della curva di risposta a « sella » molto spinta, ±15 dB

a 50 kHz. Questi comandi sono separati per ciascuno dei canali, cosa che permette di tener conto di eventuali diversità di caratteristiche dei due canali di amplificazione. Si noti — a proposito dell'ultimo stadio del preamplificatore — che l'emettitore del transistore è direttamente collegato alla massa, e che esiste una controreazione di tensione data dalla resistenza da 180 kohm inserita tra collettore e base.

Il controllo del guadagno è ottenuto molto semplicemente con un potenziometro da 50 kohm collegato, in serie a un condensatore da 50 μF, sul collettore dell'ultimo transistore. Questo controllo è associato al « balance » che, ricordiamo, permette l'equilibrio dei segnali provenienti dai due preamplificatori: il limite di azione del comando è di $\pm$ 20 dB.

Essendo collegato al preamplificatore un tuner F. M. transistorizzato, si è dovuto realizzare uno stadio per adattare la sensibilità dell'ingresso FM - 300 mV - al livello del segnale B. F. disponibile all'uscita del tuner - 50 mV circa; lo schema adottato è quello di figura 2.

Si è ricorso ad un transistore SFT 242, fortemente controreazionato in alternata ed in continua sul circuito d'emettitore. Questo transistore è alimentato — allo stesso

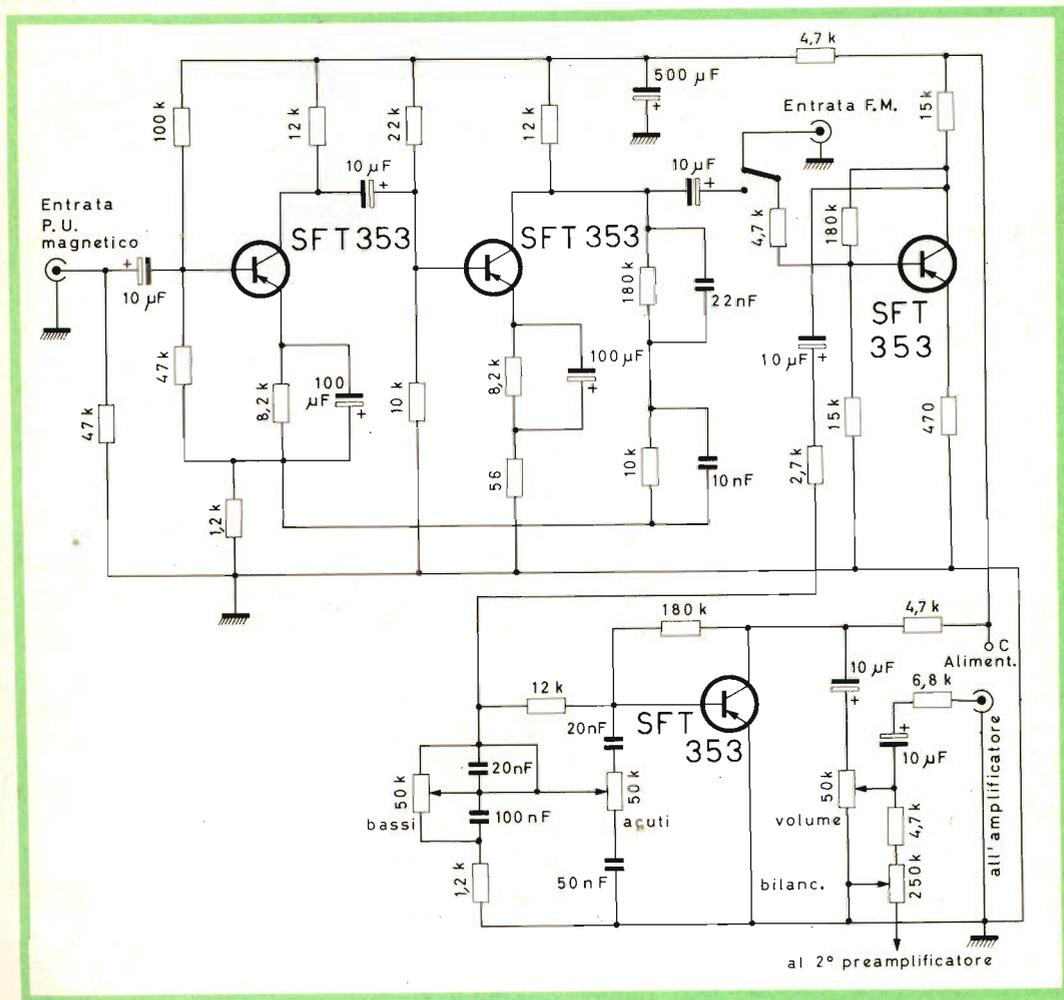



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore HI-FI a transistori. Per semplicità si è indicato un solo canale di amplificazione: il secondo stereofonico è perfettamente uguale al primo.

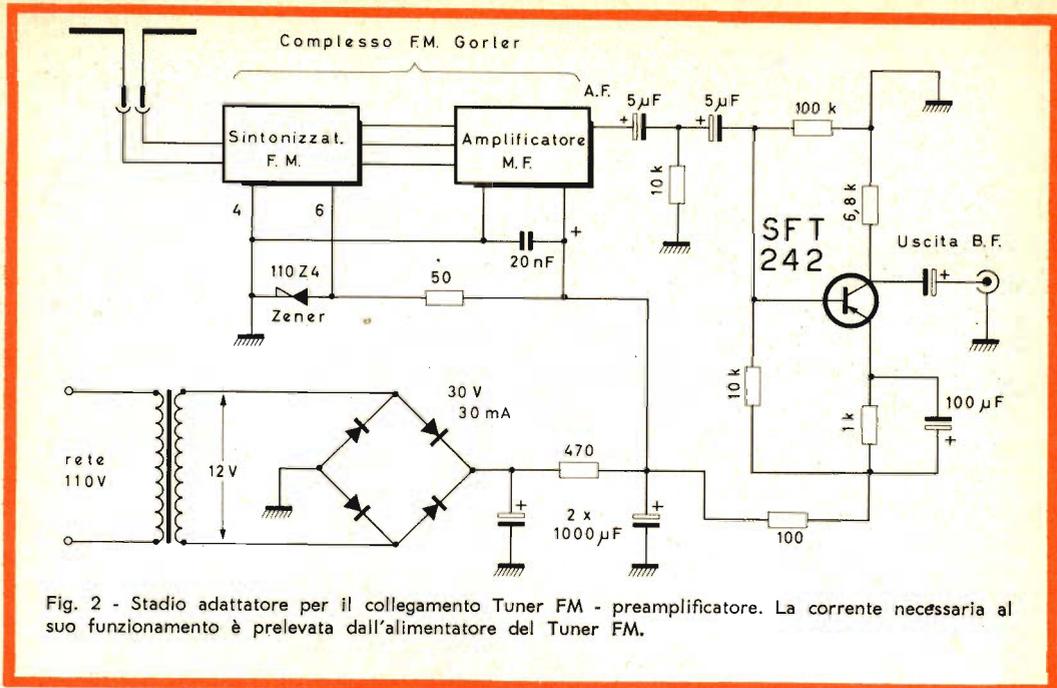



Fig. 2 - Stadio adattatore per il collegamento Tuner FM - preamplificatore. La corrente necessaria al suo funzionamento è prelevata dall'alimentatore del Tuner FM.

modo del tuner — per mezzo di un piccolo raddrizzatore a ponte derivato sul secondario di un trasformatore 110/220 V.

Tuttavia si noterà che, per motivi di stabilità ben comprensibili, la sezioneVHF riceve una tensione regolata a mezzo di un diodo Zener. Tutti questi componenti sono montati a parte della basetta col circuito stampato.

L'amplificatore di potenza e l'alimentatore

È la parte più importante della catena d'amplificazione. Premettiamo che lo schema è di tipo classico e direttamente ispirato a quello dei montaggi a tubi elettronici. In effetti, se osserviamo lo schema di fig. 3, non possiamo non ricordare un montaggio ben noto agli specialisti della B. F.: il « Williamson » che, in questa versione transitorizzata, è stato rivisto e corretto secondo le esigenze dei semiconduttori. Così lo stadio d'entrata, ad accoppiamento diretto, è seguito da un push-pull intermedio utilizzato per pilotare il push-pull d'uscita. Logicamente l'eccitazione dello stadio di potenza e il collegamento degli altoparlanti non hanno che una lontana analogia con quello degli amplificatori a tubi; ciò non impedisce che per tutto il resto il confronto sia sorprendente.

Ma ritorniamo allo schema transistorizzato. Un SFT 353 è utiiizzato nello stadio di entrata: il suo collegamento pensiamo non richieda commenti.

Sottolineamo invece l'esistenza di un circuito di stabilizzazione in continua sull'emettitore - 680 ohm / 100 μF - e di una resistenza non disaccoppiata da 47 ohm, ai capi della quale appaiono le tensioni di contro-reazione, prelevate sull'autotrasformatore di uscita per mezzo di un avvolgimento speciale; per il resto il montaggio è arcinoto.

Una soluzione particolare invece è il collegamento diretto tra il collettore del primo transistore SFT 353 e la base dello stadio sfasatore equipaggiato con un SFT 125, collegamento reso possibile grazie all' uso della resistenza superiore - 4,7 kohm - del ponte di polarizzazione della base come carico del collettore dell'SFT 353.

Per quel che concerne lo stadio di sfasamento, nulla di speciale da segnalare, essendo le resistenze di carico, nelle con-

Fig. 3 - Schema dell'amplificatore di potenza; come per il preamplificatore si è indicato un solo canale di amplificazione.

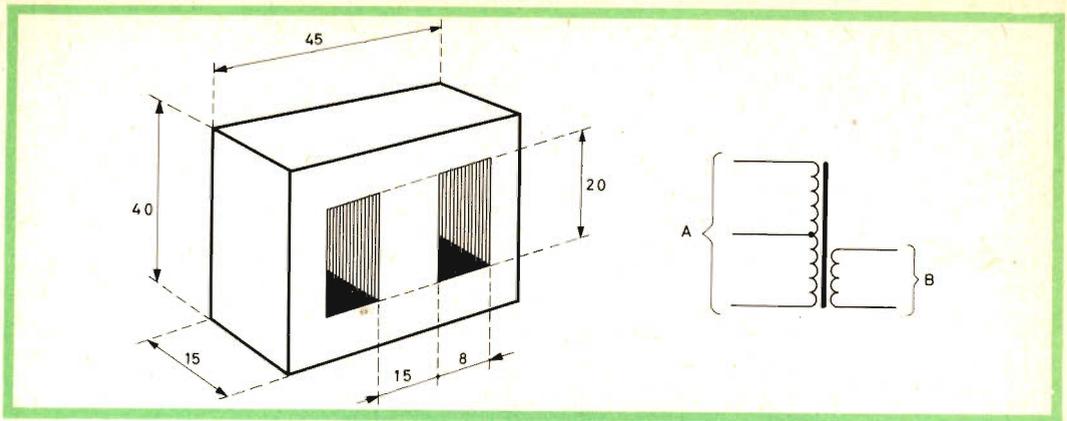



Fig. 4 - Dati meccanici ed elettrici per la costruzione del trasformatore d'uscita. Per quanto riguarda gli avvolgimenti, A = 2 x 100 spire con filo ∅ 0,65 mm; B = 20 spire con filo ∅ 0,22 mm.

nessioni d'emettitore e di collettore, montate secondo un metodo familiare ai conoscitori del « Cathodyne ».

Solo i valori considerati, tanto per le resistenze di carico — 470 Ω — che per i condensatori di collegamento — 100 μF, possono sorprendere: ma non dimentichiamo che qui si lavora con i transistori e che questo implica, forzatamente, qualche divergenza rispetto ai montaggi a valvole.

Il push-pull intermedio, 2 x SFT 125, riceve sulle basi i segnali sfasati tra loro di 180°, che appaiono ai capi delle resistenze di emettitore e di collettore dello stadio invertitore di fase: questo stadio funziona in classe B. Si noterà che le basi dei transistori che lo equipaggiano sono polarizzate separatamente. Per contro, i collettori sono collegati tra loro e ritornano al negativo dell'alimentazione attraverso una resistenza da 100 Ω disaccoppiata — dal punto di vista alternativo — con un condensatore da 500 μF. Questa resistenza permette di aggiustare, al suo valore di optimum, la corrente di collettore degli SFT 125.

Il push-pull intermedio è del tipo « emitter-follower », essendo i segnali destinati allo stadio di uscita prelevati direttamente sugli emettitori degli SFT 125. Da notare che il collegamento con le basi dei transistori di potenza SFT 240 è ad accoppiamento diretto, cosa che presenta dei vantaggi, com'è noto, per la riproduzione delle frequenze più basse dello spettro sonoro.

Allo scopo di evitare un aumento di temperatura, sempre possibile con i transistori di potenza, gli emettitori degli SFT 240 ritornano a massa attraverso delle resistenze da 0,5 Ω che, creando una contro-reazione di corrente, si oppongono ad un aumento esagerato della corrente di collettore del push-pull di uscita.

I collettori di quest'ultimo sono collegati ad un auto-trasformatore a presa centrale le cui principali caratteristiche sono illustrate in fig. 4; gli altoparlanti sono accoppiati direttamente ai collettori degli SFT 240. In parallelo poi agli avvolgimenti dell'autotrasformatore di uscita, vi è un circuito R-C destinato a migliorare la stabilità del circuito. Le tensioni di contro-reazione, reinserite con fase opportuna sull'emettitore dello stadio d'ingresso, sono prelevate all'altezza del push-pull di uscita per mezzo di un avvolgimento separato disposto sull'autotrasformatore.

Per quel che concerne l'alimentazione, questa è ottenuta molto semplicemente, come illustra il circuito di fig. 5: un trasformatore 110/220 V presenta al secondario una tensione di 2 x 15 V che, dopo il raddrizzamento classico a doppia semionda, è accuratamente filtrata grazie all'azione combinata di una bobina a debole resistenza — 0,3 Ω/0,5 H — e di un condensatore elettrolitico da 10.000 μF. Delle

Alcuni tipi di casse acustiche per riproduzioni ad alta fedeltà musicale.

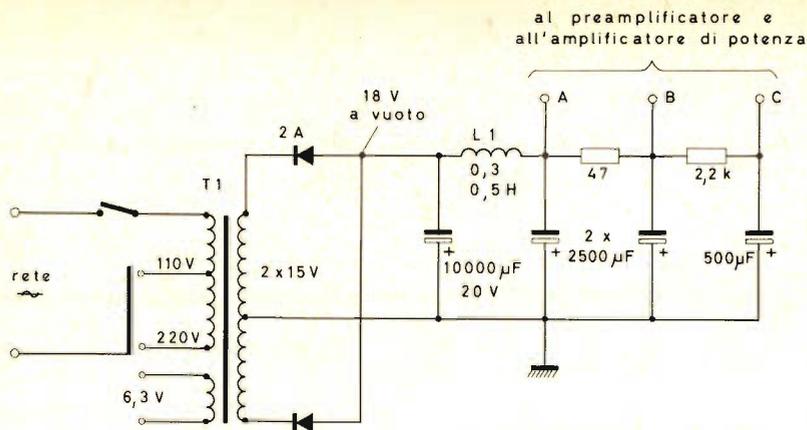



Fig. 5 - Alimentatore dell'intero complesso stereofonico.

derivazioni consentono di prelevare le tensioni adatte ai diversi stadi del preamplificatore e dell'amplificatore: uscite A, B, C.

Dato il debole assorbimento degli stadi raccordati ai punti B e C, il filtraggio complementare è realizzato per mezzo di semplici resistenze « shuntate » da condensatori elettrolitici da 500 e 2500 μF.

Considerazioni generali; risultati di misure e... d'ascolto

Di gradevole aspetto e assai poco ingombrante, questo complesso dà un'impressione di serietà alla quale, senza dubbio, non sono estranei tutti i vari diagrammi, rilevati effettivamente in laboratorio in condizioni di funzionamento dinamiche, che l'accompagnano e che, ammettiamolo, sono l' unico elemento valido di giudizio. Per quel che riguarda i mobili acustici si può usare qualsiasi legno forte, o meglio del tipo R.T. a decompressione laminare; devono contenere 3 altoparlanti ad alta fedeltà: due altoparlanti da 12 x 19 cm ed un tweeter da 6,5 cm. Allo scopo di ridurre la « gobba » dovuta alla frequenza di risonanza degli altoparlanti, questi ultimi sono stati montati in parallelo, soluzione che presenta dei vantaggi dal punto di vista dello smorzamento delle punte nella curva di risposta e nella riproduzione delle basse frequenze. Il tweeter — fig. 3 — montato anche lui in parallelo, è collegato in serie ad un condensatore a carta destinato a tagliare le più basse frequenze dello spettro che, altrimenti, rischierebbero di rovinarlo. A tale proposito, aggiungiamo che la sua banda passante deve essere compresa tra 1500 e 23.000 Hz a ± 3 dB.

Gli altri due riproduttori hanno una frequenza di risonanza di circa 90 Hz ed il limite superiore delle frequenze riprodotte, senza attenuazione apprezzabile, uguale a 8000 Hz circa.

Ma passiamo alle misure propriamente

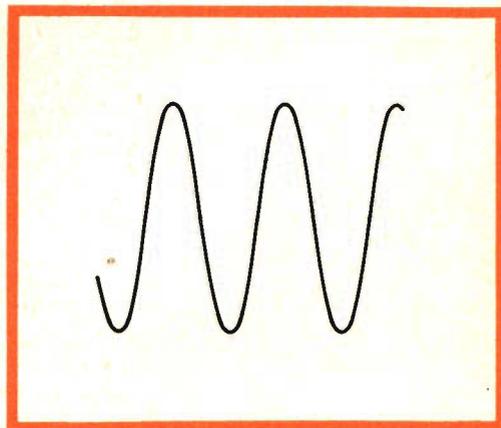



Fig. 6 - Sinusoide rilevata ai capi di un carico fittizio (15 Ω), per una potenza d'uscita 12 W efficaci.

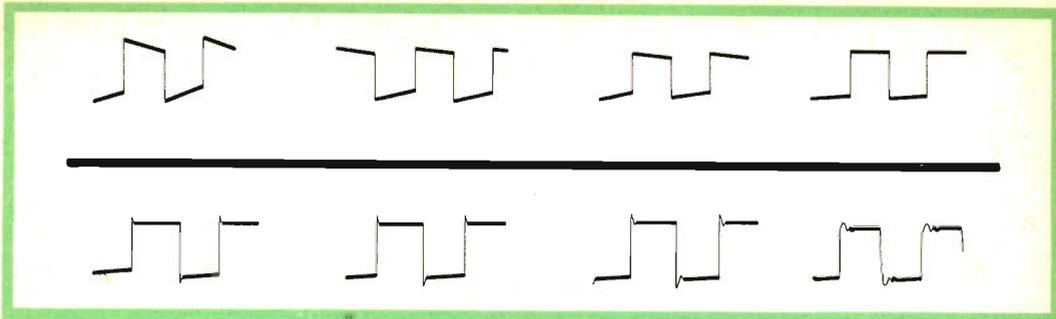



Fig. 7 - Segnali rettangolari rilevati direttamente ai capi della bobina mobile degli altoparlanti alla frequenza di 40 - 100 - 200 - 500 - 1000 - 2000 - 5000 - 10.000 Hz.

dette. Le tavole accompagnanti l'articolo danno le caratteristiche del preamplificatore e dell'amplificatore che noi effettivamente abbiamo rilevate sul prototipo a nostra disposizione. Esse sono completate con la figura 9, la quale indica la curva di risposta dell'amplificatore in funzione della potenza d'uscita, e con la figura 8 che rappresenta una curva di risposta dinamica in condizioni di riverberazione.

Quest'ultima conferma il buon comportamento acustico del sistema adottato: le frequenze riprodotte vanno da 40 a 14.000 Hz, ± 5 dB.

Per quanto riguarda l'oscillogramma di fig. 6, esso è interessante secondo diversi punti di vista; mette in evidenza la mancanza di distorsione rilevabile dal perfetto raccordo delle sinusoidi, anche se vi sono due stadi d'uscita funzionanti in classe B; dimostra poi che, anche per elevata potenza d'uscita, è possibile ottenere segnali assolutamente indistorti.

Il segnale di fig. 6 è stato infatti misurato in uscita, su una resistenza di carico fittizia di 15 Ω, per una dissipazione di 12 W.

Significativi sono pure gli oscillogrammi di fig. 7 che illustrano il comportamento dell'amplificatore ai transitori; questi sono dei segnali rettangolari a 40, 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000 e 10.000 Hz appli-

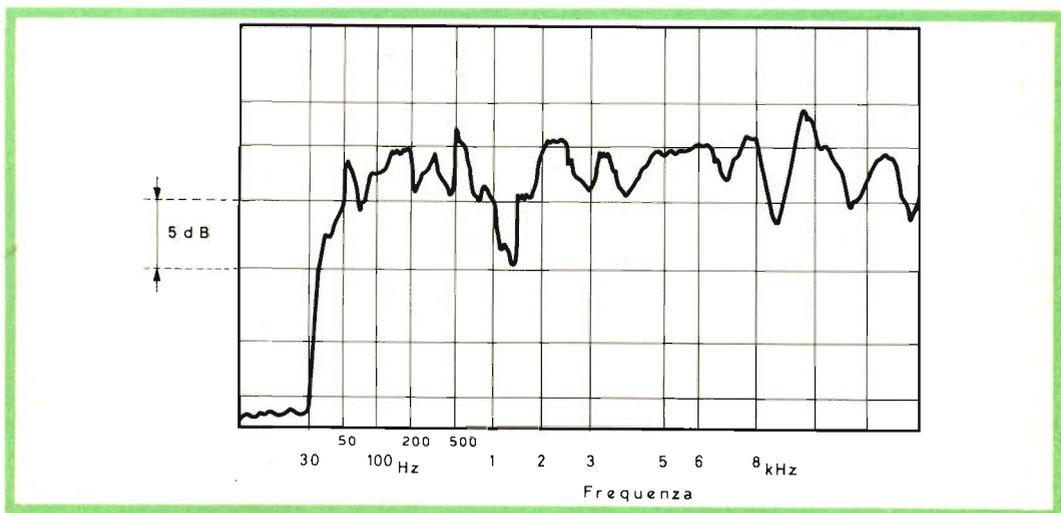



Fig. 8 - Curva di risposta dinamica dell'amplficatore in condizioni di riverberazione.

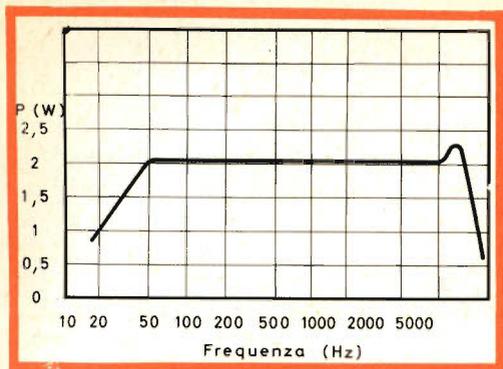



Fig. 9 - Curva di risposta dell'amplificatore di potenza.

cabili all'entrata dell'amplificatore: la fig. 7 mostra gli stessi segnali rilevati ai capi della bobina mobile dell'altoparlante.

L'ascolto del complesso è ugualmente molto convincente; esso sostiene molto felicemente il confronto con i migliori modelli... usanti tubi elettronici.

Noi siamo stati amabilmente sorpresi dall'eccellenza del rapporto segnale/rumore dell'insieme, e dall'ottimo rendimento delle casse acustiche le cui dimensioni sono piuttosto modeste (53 x 43 x 40 cm). Non si può mettere in dubbio che questo complesso transistorizzato meriti pienamente la qualifica « Hi-Fi ».

TABELLA 1°

Caratteristiche del preamplificatore

Entrata	Sensibilità (a 1 kHz)	Impedenza
P. U. magnetico	7 mV	45 kΩ
Tuner FM	300 mV	10 kΩ
Registratore	300 mV	10 kΩ

NOTA: le sensibilità indicate corrispondono a una uscita di 1 V efficace (Z_s = 5 Ω).

TABELLA 2°

Caratteristiche dell'amplificatore

Sensibilità = 1 Veff. per un'uscita di 10 W (a 100 Hz)

Potenza d'uscita = 12 W massimi per canale (a 1000 Hz)

Banda passante = 30 Hz ÷ 15 kHz ± 2 dB a 2 W

Rapporto segnale/rumore = 65 dB per una potenza d'uscita = 2 W

Distorsione armonica = 0,5% per una potenza d'uscita = 2 W (a 1000 Hz)

Percentuale d'intermodulazione = 1,5% alla potenza nominale

Impedenza d'uscita = 16 Ω.

L'INGHILTERRA NON SARA' PRONTA PER IL 1965

Difficoltà a Londra per la TV a colori

Il piano della B.B.C. — la più importante società radiotelevisiva britannica — per iniziare la televisione a colori non potrà forse essere realizzato entro la data prevista: l'autunno del 1965.

I rappresentanti di diciannove nazioni, che da dieci giorni si riuniscono a Londra per decidere un sistema a colori comune a tutti i Paesi d' Europa, hanno ammesso di non aver raggiunto un accordo.

I delegati hanno insistito perchè si esamino ulteriormente i tre sistemi finora proposti: quello americano, quello francese e quello tedesco.

I rappresentanti della B.B.C. si sono opposti e hanno suggerito ai colleghi di accettare il sistema americano. Se la proposta fosse stata accolta, la B.B.C. sarebbe stata certamente in grado di mandare in onda per l'autunno dell'anno prossimo programmi a colori.

Un secondo congresso avrà luogo a Vienna nella primavera prossima per dar modo ai delegati di giudicare ulteriormente, alla luce dei nuovi risultati, i tre sistemi proposti.

Alcuni membri del comitato direttivo della B.B.C. avrebbero deciso di procedere alla realizzazione del progetto « da soli ». Ma le difficoltà — fanno notare prudentemente gli altri — per iniziare un sistema a colori indipendentemente dal resto d'Europa, sembrano insormontabili.

Sarebbe inoltre scarsamente pratico dare il via alle trasmissioni a colori prima che sia stato deciso un sistema **standard** per tutta l'Europa.

Contro queste considerazioni gioca ovviamente l'ambizione di essere i primi ad instaurare la TV a colori in Europa. Gli apparecchi televisivi capaci di ricevere il sistema a colori verrebbero a costare quasi il triplo di quelli attuali per la ricezione delle immagini in bianco e nero: la cifra si aggirerebbe sulle 430 mila lire. E il prezzo è troppo elevato per assicurare il successo alle vendite.

« Siamo ansiosi — ha affermato comunque un portavoce della B.B.C. — di avere quanto prima una televisione a colori ».

CASSE ACUSTICHE DI ALTA QUALITA'

PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE

a cura del Dott. Rossi

I Parte

Nella riproduzione Hi Fi uno dei problemi di più ardua soluzione è dato dal miglior sfruttamento dell'altoparlante in relazione alle possibilità ambientali. Particolarmente difficile appare in molti casi l'interpretazione e l'applicazione dei dati teorici, che dipendono da moltissimi fattori e che vengono generalmente elaborati da ricercatori altamente specializzati. È proprio tale interpretazione e applicazione che questo articolo cercherà di chiarire. Saranno presi in considerazione i tipi di casse acustiche di più facile realizzazione, cioè quelle a tipo completamente chiuso, a Bass Reflex, a labirinto, a condotto accordato e qualche tipo speciale, tralasciando invece altri tipi — per esempio i padiglioni esponenziali — che pur essendo interessantissimi e assicurando un'eccellente riproduzione, sono troppo complicati, critici e costosi agli effetti di una realizzazione pratica.

Fig. 1 - Circuito elettrico equivalente a una cassa acustica completamente chiusa.

Il comportamento dell'altoparlante

Prima di intraprendere un esame dettagliato occorre ricordare che i risultati che un qualunque altoparlante a cono può fornire, dipendono strettamente dalle sue risonanze. Tra queste, di vario tipo, due sono soprattutto importanti: una a frequenza bassa, detta anche « risonanza fondamentale », e una a frequenza molto più elevata, dovuta alle vibrazioni delle pareti della membrana. Sotto la frequenza di risonanza il cono tende ad essere frenato dalla sospensione, il cui comportamento meccanico, non più lineare, causa il livellamento dei picchi nelle forme d'onda di uscita.

Ora i risultati che una cassa acustica può fornire, soprattutto alle basse frequenze che sono le più critiche, saranno notevoli solo se nella progettazione si terrà conto dei fattori su esposti insieme

L_u = massa del cono a reattanza di radiazione

R_u = resistenza di radiazione

C_c = capacità acustica del volume della cassa

C_u = capacità della sospensione del cono

R_s = effetto del circuito elettrico e dell'amplificatore in un circuito acustico, comprendente anche la resistenza meccanica del cono.

E_s = generatore a tensione costante.

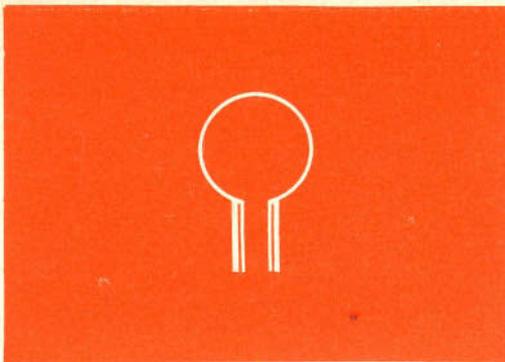



Fig. 2 - Semplice risuonatore di Helmholtz.

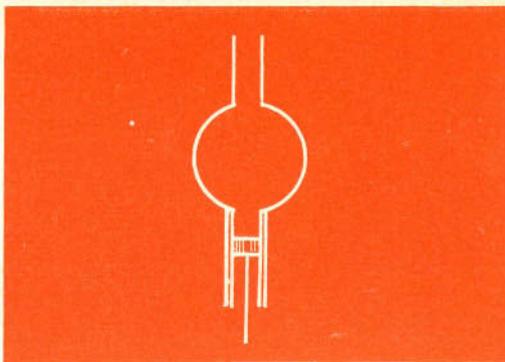



Fig. 3 - Risuonatore di Helmholtz con pistone. L'escursione dell'aria nel condotto è massima alla frequenza di risonanza.

con i requisiti che un buon altoparlante deve possedere, cioè:

— buona sensibilità;
— ampia direzionalità (per evitare l'effetto di sorgente puntiforme);
— responso lineare;
— bassa distorsione;
— buona risposta ai transienti;
— buon smorzamento (« damping ») alla risonanza fondamentale;
— ampio margine di potenza.

Casse acustiche completamente chiuse

Casse di questo tipo sono totalmente chiuse, senza altre aperture che quella per l'altoparlante. È così possibile evitare ogni interferenza fra le onde generate dal fronte e dal retro del cono. Il circuito elettrico equivalente è rappresentato in fig. 1. Senza addentrarsi in un'analisi profonda si dimostra che per R_s piccolo, risultante per esempio da un'alta impedenza di uscita dell'amplificatore, si ha un notevole picco alla frequenza di risonanza e una scadente risposta ai transienti, mentre per R_s molto grande si ha una notevole perdita dei bassi. Per un R_s medio la curva di risposta è molto regolare, ma il suono nel suo complesso perde di brillantezza.

Il problema principale con questo tipo di cassa è l'assorbimento dell'onda interna ed è perciò importantissimo rivestire l'interno con abbondante materiale assorbente, il cui spessore non deve essere inferiore in ogni caso a 15 mm. Il volume interno non è critico, per quanto ad un maggior volume corrisponda una diminuzione del picco di risonanza. Un ruolo molto più importante è svolto dalle dimensioni esterne che è necessario siano molto dissimili. Ricordiamo che la peggiore riproduzione è data da una cassa a cubo, con l'altoparlante al centro di una faccia, e la migliore, purtroppo non pratica, da un involucro esattamente sferico, data la rifrazione delle onde interne. Un tipico rapporto delle dimensioni esterne è 1 : 1,5 : 2,7, senza che necessariamente la lunghezza e la larghezza debbano corrispondere ai valori più grandi. Secondo un calcolo teorico la dimensione più lunga dovrebbe essere un quarto della lunghezza d'onda della frequenza più bassa da riprodurre.

Bass Reflex

Questo è senz'altro il tipo più diffuso di cassa acustica: progettato negli Stati Uniti da A. L. Thuras nel 1932 è divenuto di uso comune allo scadere del brevetto che lo proteggeva, indubbiamente

a causa dei suoi molteplici vantaggi uniti ad una fondamentale semplicità.

Basilarmente consiste di una cassa completamente chiusa, eccetto il foro dell'altoparlante e un'apertura opportunamente dimensionata in rapporto al volume interno e alle caratteristiche dell'altoparlante. Quando progettato e realizzato correttamente il Bass Reflex presenta queste caratteristiche notevoli:

— riduzione dell'escursione del cono alla frequenza di risonanza;
— accresciuta capacità di smorzamento;
— diminuzione della reattanza della bobina alle basse frequenze;
— riduzione della distorsione armonica e maggiore potenza;
— notevole miglioramento nella risposta alle basse frequenze.

Il comportamento del Bass Reflex è profondamente legato al principio del risuonatore di Helmholtz, anche se talvolta si preferisce ignorarlo ai fini di una trattazione analitica.

Un semplice risuonatore di Helmholtz consiste di una camera sferica che ha una propria frequenza di risonanza ben determinata, e di un condotto cilindrico laterale (fig. 2). Per una qualunque compressione la massa d'aria nel condotto si muove solidalmente e quella nella sfera agisce praticamente come una molla. Supponendo ora la compressione esercitata da un pistone (fig. 3) mosso a una qualche frequenza acustica, se tale frequenza di oscillazione coincide con quella di risonanza della sfera, basta un piccolo movimento per produrre una notevole intensità di suono. È da notare che la massa d'aria nel condotto e il pistone, in base al principio di azione e reazione, si muovono in direzioni opposte, cioè sono fuori fase.

Ora nel caso del Bass Reflex il pistone è rappresentato dall' altoparlante, la camera sferica è divenuta cubica, l'altoparlante e l'apertura sono collocati sulla stessa parete. Alla frequenza di risonanza, cioè per il circuito accordato, il pistone e l'aria nell'apertura si muovono solidalmente per espandere e comprimere alternativamente l'aria nella cassa. Questa volta il pistone, cioè l'altoparlante produce suono sia durante la compressione che l'espansione, cosicchè la radiazione del retro può aggiungersi a quella frontale, attraverso l'apertura, sempre in fase (figg. 4, a e b).

In pratica il rendimento dell'altoparlante viene migliorato un'ottava sopra e una sotto la frequenza di risonanza. Non c'è interferenza fra le radiazioni del fronte e del retro alle frequenze elevate, poichè la diffusione dal retro comporta un taglio delle alte frequenze. Invece per quelle molto basse, cioè quelle normalmente fuori del campo d'udibilità, sotto i 25 ÷ 30 Hz, si verifica un fenomeno di cancellazione fra le due onde.

Nel circuito elettrico equivalente di fig. 5 sia f_v la frequenza di risonanza dell'apertura, cioè la risonanza di L_v e C_c e assumiamo per semplicità che la frequenza di risonanza del cono sia identica.

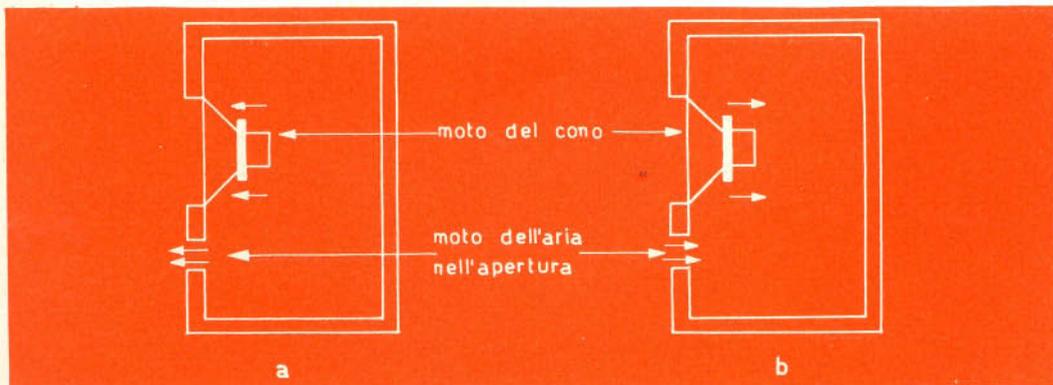



Fig. 4 - Il cono dell'altoparlante si comporta come un pistone, la cassa come un risuonatore.

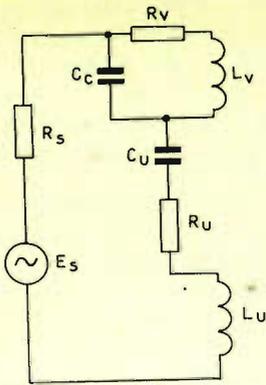



Fig. 5 - Circuito elettrico equivalente a un Bass Reflex.

R_v = resistenza di radiazione dell'apertura

L_v = induttanza acustica dell'apertura e sua reattanza alla frequenza di radiazione.

Altri simboli come in fig. 1.

Per valori al disotto di f_v la combinazione in serie L_u C_u risulta come una capacità e la combinazione L_v C_v come un'induttanza. L'effetto finale è una risonanza in serie a una certa frequenza $f_1 < f_v$. Per frequenze superiori a f_v, L_u C_u risulta induttiva e L_v C_v capacitativa e una seconda risonanza in serie si produce a una frequenza $f_1 > f_v$. Ecco perchè un bass reflex ben disegnato presenta sempre due picchi nel diagramma impedenza frequenza, sopra e sotto la frequenza di risonanza dell'apertura.

Il valore determinante nel sistema è la frequenza f_v, normalmente scelta uguale a quella di risonanza dell'altoparlante: un altro valore importante è il rapporto L_v/C_c. Per C_c grande e L_v piccolo (volume e apertura grandi) si produce un picco molto netto a f_1. Per C_c piccolo e L_v grande (volume e apertura piccoli) la risposta a f_1 si appiattisce e può persino verificarsi una perdita completa dei bassi. Tra questi due estremi ci sono due valori di L_v e C_c che danno la migliore approssimazione per una risposta uniforme.

È provato che la forma dell'apertura nel Bass Reflex non influisce sul responso finale. Qualche volta viene aggiunto all'interno un condotto della stessa sezione dell'apertura — un tunnel, come viene denominato in gergo —, ciò che permette di utilizzare un volume minore a parità di apertura. Il tunnel può avere teoricamente ogni lunghezza, dallo spessore delle pareti fino a circa 1/12 della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza di risonanza, ma è da notare che un lungo tunnel in una piccola cassa produce un « booming » (rimbombo) molto marcato corrispondente a f_2 e un « buco » nella curva di risposta sotto tale frequenza (fig. 6). In ogni caso, la distanza dall'estremità del tunnel alla parte opposta non deve essere inferiore ad R, cioè al raggio utile effettivo dell'altoparlante.

È molto importante rivestire accuratamente le pareti interne con materiale assorbente per eliminare ogni picco secondario fra i due principali e per livellare il più possibile la curva in ogni suo tratto, altrimenti il responso sarà senz'altro scadente.

I Bass Reflex si dividono praticamente in due categorie: quelli a tipo accordato, cioè progettati espressamente secondo le caratteristiche di un altoparlante, e quelli non accordati, cioè di uso generale. Da quanto precede è però chiaro che i buoni risultati sono dati solo dai primi ed è perciò inutile sistemare un qualunque altoparlante in un qualunque bass reflex.

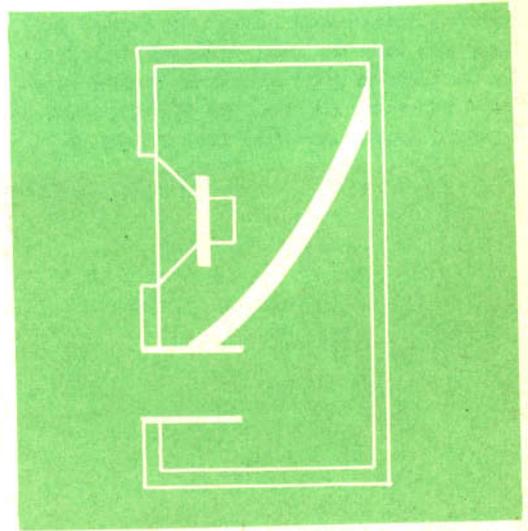



Fig. 6 - Bass Reflex con condotto interno e imbottitura anti « booming ».

Tuttavia, solo per interesse teorico, diamo alcune norme per la realizzazione dei tipi non accordati:

— usare altoparlanti con frequenza di risonanza molto bassa, sotto i 40 Hz;
— l'area dell'apertura deve poter essere variata, per raggiungere l'accordo o almeno il punto più vicino;
— per una buona riproduzione la frequenza di risonanza dell'apertura non deve essere superiore a 60 Hz e non inferiore a quella di risonanza dell'altoparlante;
— non usare tunnel.

Ecco ora il miglior sistema da seguire nella progettazione per un tipo accordato:

— scegliere un buon tipo di altoparlante;
— scegliere la dimensione dell'area;
— calcolare il volume.

Per trovare il volume ecco una formula valida con sufficiente approssimazione (formule più accurate richiedono conoscenze di matematiche superiori):

$$V = \pi v^2 \left[\frac{11{,}84 \cdot 10^8}{4 \pi^2 f^2 (1{,}7\ r + L)} + L \right]$$

r = raggio utile dell'a.p., dal centro al corrugamento; il semiasse maggiore se ellittico (in cm).

f = frequenza di risonanza dell'a.p. (Hz).

L = lunghezza del condotto interno (cm), se esiste.

V = volume totale (cm^3) escluso ogni rivestimento interno.

Casse acustiche a labirinto

Il labirinto acustico, che dà risultati simili a quelli del bass reflex, consta essenzialmente di un tubo ripiegato, accuratamente rivestito di materiale assorbente, che partendo dal retro dell'altoparlante sfocia sulla parte anteriore della cassa. La lunghezza del tubo è un quarto della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza di risonanza dell'altoparlante, condizione questa che deve essere rispettata ai fini di un responso lineare.

Fig. 7 - Cassa a labirinto acustico.

Il funzionamento del sistema è basato principalmente sul « carico » che la massa d'aria del labirinto esercita sull'altoparlante ed è da notare che questo è l'unico sistema che permetta di abbassare la frequenza di risonanza di un'altoparlante (fig. 7 a, b).

Una formula pratica è $L = \frac{v}{4\ f} - 7.6\sqrt{A}$

L = lunghezza (cm) del labirinto dall'a.p. alla bocca del condotto misurata nel punto medio.

v = velocità media del suono a 20° C = = 3440 cm/s.

A = area della sezione (cm^2).

Casse acustiche a condotto accordato

Sono basate sul principio, come per esempio nella canna d'organo, che ogni tubo ha una propria frequenza di risonanza, che è possibile sfruttare — normalmente sul quarto d'onda — in associazione a un altoparlante per aver un buon responso sui bassi. Il condotto può essere chiuso ad una estremità per un « carico » a quarto d'onda o aperto ad entrambe per un carico a mezza onda. A differenza del labirinto l'apertura può essere sullo stesso piano dell'altoparlante e quindi — nonostante che il limite inferiore del responso sia un'ottava più alto che nel bass reflex — si hanno in

Fig. 8 - Diversi tipi di cassa acustica: a) a condotto ripiegato e a condotto accordato; b) con apertura a forma esponenziale per migliorare il responso ai transienti.

pratica molte possibilità di applicazione, soprattutto quando faccia difetto lo spazio. La lunghezza d'onda λ deve corrispondere ad una frequenza leggermente inferiore a quella di risonanza dell'altoparlante. Per ridurre le dimensioni il tubo può venire ripiegato, ma in ogni caso è necessario rispettare due condizioni:

— evitare riflessioni verso l'interno del cono per impedire interferenze a quarto d'onda, facendo uso di un riflettore;

— ricoprire tutta la cassa con materiale assorbente (fig. 8, a, b).

Una formula pratica per determinare le dimensioni é

$$L = \frac{v}{4\ f} - 14.63 \sqrt{A} \text{ per } \lambda/4$$

L = lunghezza totale del condotto (cm).

v = velocità del suono.

A = area.

La forma dell'apertura influisce sul rendimento generale e si è constatato che una forma esponenziale (fig. 8b) migliora sostanzialmente il responso ai transienti.

Una cassa di questo tipo è particolarmente consigliabile quando si debba impiegare un unico altoparlante ad ampio responso, che in tal caso verrà montato nella parte superiore con il sussidio di un diffusore per la diffrazione delle alte frequenze (fig. 8b).

(continua)

Le vendite nel campo delle apparecchiature elettroniche industriali e degli impianti di comunicazione raggiungerà quest'anno, con ogni probabilità, un totale di otto miliardi e mezzo di dollari, il che rappresenta, secondo quanto afferma Joseph Miller — direttore dell'Associazione Nazionale tra i Fabbricanti di Apparecchiature Elettriche — un aumento del 7,6 per cento rispetto all'anno scorso. L'ammontare totale della produzione dovrebbe raggiungere i 26 miliardi di dollari — ha affermato Miller in occasione della riunione annuale della NEMA — con un aumento del 7 per cento. I prodotti industriali relativi al campo delle macchine convenzionali ed automatiche, denoterà un aumento del 5,2 per cento agli effetti delle vendite — egli ha aggiunto — per un totale di 4 miliardi e 50.000.000 di dollari. Il totale delle vendite riscontrate nel campo delle comunicazioni comprende anche quelle effettuate ad organizzazioni militari.

REGISTRATORE

LESA

MOD. "RENAS R2"

CARATTERISTICHE TECNICHE

Velocità del nastro (in cm/s):

2,38 - 4,76 - 9,53

Sistema di incisione:

" a doppia traccia " secondo le norme internazionali (IEC).

Testine:

testina combinata per registrazione e per riproduzione
testina per cancellazione.

Bobine invertibili:

da 127 mm (5") di diametro.

Tipo di nastro usabile (altezza 6,35 mm):

normale - a lunga durata (long play) - a doppia durata (extra long play).

Durata della registrazione:

	a 2,38	4,76	9,53 cm/s
normale	2x120	2x60	2x30 min.
a lunga durata	2x180	2x90	2x45 min.
a doppia durata	2x240	2x120	2x60 min.

Comandi:

tastiera a 5 tasti: avanti (1) - registrazione (2) - stop (3) - riproduzione (4) - ritorno (5)

selettore di velocità a 4 posizioni (6) con interruttore: fermo - 9,53 - 4,76 - 2,38 arresto istantaneo, comandabile a mano tramite leva (13) o a pedale (15) mod. HE 1.

Contagiri:

a tre cifre con azzeratore (8).

Motore:

tipo IMF 20/4" a 4 poli.

DISPOSIZIONE DEI COMANDI

1. **Tasto avanti**
2. **Tasto registrazione**
3. **Tasto stop**
4. **Tasto riproduzione**
5. **Tasto ritorno**
6. **Selettore di velocità e interruttore**
7. **Occhio magico**
8. **Contagiri**
9. **Presa cuffia**
10. **Presa altoparlante ausiliario**
11. **Presa ingressi (sul retro)**
12. **Regolatore di volume**
13. **Leva di arresto istantaneo**
14. **Regolatore di tono**
15. **Attacco per pedale**

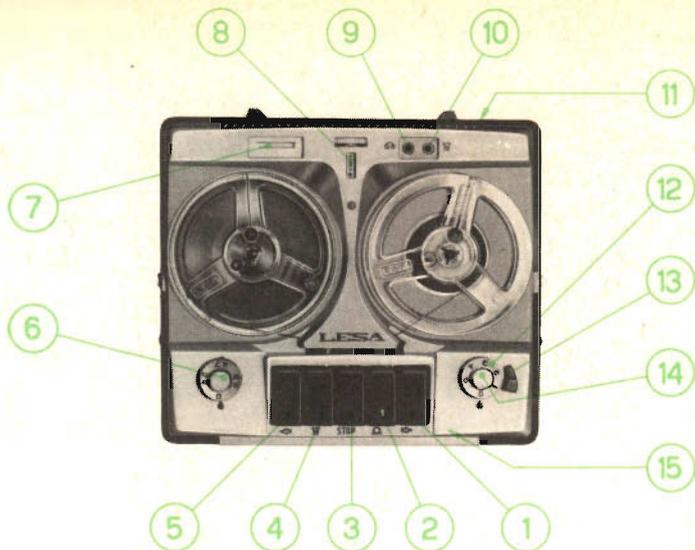



Fig. 1 - Disposizione dei comandi.

CIRCUITO ELETTRICO

Gamma di risposta:

Velocità 9,53 cm/s	. . 50 ÷ 12000 Hz
Velocità 4,76 cm/s	. . 50 ÷ 7000 Hz
Velocità 2,38 cm/s	gamma telefonica

Ingressi (11):

Micro o radio	1 mV/0,22 MΩ
Fono	50 mV/0,47 MΩ

Uscite:

altoparlante ausiliario (10) (con l'esclusione dell'altoparlante incorporato): impedenza 4 Ω
cuffia (9) (per l'ascolto della registrazione e con risposta lineare per l'amplificazione separata in riproduzione): impedenza 22 kΩ

Altoparlante ellittico:

150 x 100 mm

Potenza di uscita:

2,5 W con distorsione < 5%.

Potenza di uscita max:

3 W

Rapporto segnale disturbo:

> 42 dB riferito al livello di saturazione

Valvole:

ECC 83 - ECL 82 - EM 87 - OA 81 (diodo) + raddrizzatore al selenio B250/C80

Alimentazione:

da 110 a 220 V, 50 Hz

Potenza assorbita dalla rete:

40 W

Comandi:

regolatore di volume (12)
regolatore di tono (solo in riproduzione) (14)

Indicatore ottico della intensità di modulazione (7)

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico del registratore RENAS R2 è illustrato nella fig. 2. L'amplificatore del registratore assolve la doppia funzione nelle due condizioni di lavoro.

a) Registrazione (commutatore K1 in posizione " I ").

b) Riproduzione (commutatore K1 in posizione " R ").

a) REGISTRAZIONE

I due ingressi micro e fono, a diversa sensibilità ed impedenza, consentono il collegamento rispettivamente ad un microfono (o « presa diodo » di un apparecchio radio) o ad un fonorilevatore. Attraverso il commutatore K1a (sezione « a » di K1) il segnale viene inviato all'ingresso del primo stadio (triodo V1a) dell'amplificatore del registratore, dal quale, tramite un accoppiamento capacitivo, viene applicato al regolatore di volume P1.

Il regolatore di volume permette di variare l'ampiezza del segnale da applicare al secondo stadio dell'amplificatore (triodo V1b), in modo da ottenere le condizioni ideali per l'ottima registrazione sul nastro. Lo stadio è regolato da una controreazione non lineare alle frequenze per conseguire l'equalizzazione che segue le Norme Internazionali.

L'accoppiamento tra il secondo e il terzo stadio (triodo V2a) è capacitivo.

Il terzo stadio provvede a fornire il segnale:

— alla testina di registrazione Te I/R attraverso i commutatori K1e e K1f

— all'indicatore di livello di registrazione V3 per controllo della modulazione.

— alla presa ad alta impedenza Y2 per il controllo in cuffia della registrazione.

— alla controreazione per il secondo stadio attraverso i commutatori K1b e K1c. Questa controreazione viene variata a seconda della velocità del nastro tramite il commutatore K2a (coassiale col selettore di velocità).

Il circuito elettronico in registrazione viene completato da uno stadio oscillatore (pentodo V2b) che fornisce una tensione a frequenza ultrasonica (55 kHz) utilizzata sia per la testina di registrazione Te I/R (tensione regolata da un compensatore CV1) per la premagnetizzazione necessaria, sia per la testina di cancellazione Te C (attraverso K1d) al fine di ottenere la cancellazione dell'incisione precedente.

Fig. 2 - Circuito elettrico del registratore RENAS R2

GRUPPO IU (INGRESSI E USCITE)
GRUPPO OM (OCCHIO MAGICO)
GRUPPO AL (ALIMENTATORE)
GRUPPO AM (AMPLIFICATORE)
GRUPPO EQ (EQUALIZZATORE)

Fig. 4 - Vista interna del registratore.

b) RIPRODUZIONE

L'ingresso del primo stadio per mezzo di K1a riceve il segnale che la testina di riproduzione Te I/R rileva dal nastro.

Il segnale amplificato dal primo stadio, tramite l'accoppiamento capacitivo, viene applicato al regolatore di volume che varia l'ampiezza del segnale da applicare al secondo stadio d'amplificazione: questo stadio, come in registrazione, è controllato da una controreazione utilizzata come equalizzazione, che segue le Norme Internazionali.

Il secondo stadio è accoppiato capacitivamente al terzo stadio che amplifica ulteriormente il segnale per alimentare:

— lo stadio finale di potenza;

— la presa ad alta impedenza per la cuffia e per pilotare apparecchi di amplificazione ad alta fedeltà;

— l'indicatore di livello della modulazione che in questo caso serve ad indicare il massimo segnale da applicare allo stadio finale per evitare il sovraccarico;

— la controreazione per il secondo stadio attraverso K1c.

Lo stadio finale è dotato di regolatore di tono e di controreazione ed alimenta, tramite il trasformatore di uscita, l'altoparlante incorporato nell'apparecchio od un eventuale altoparlante ausiliario da inserire nella presa Y1.

Il commutatore K1d inserito nello stadio finale provvede ad annullare la generazione della frequenza supersonica in posizione di riproduzione.

Predisposti circuiti permettono, mediante regolazione di due potenziometri semifissi, di annullare il ronzio d'alternata.

NOTE DI SERVIZIO RIGUARDANTI LA PARTE ELETTRONICA

Qualora per un qualsiasi motivo, sia stato necessario procedere alla sostituzione di un componente facente parte di circuiti di taratura e messa a punto del registratore, bisogna provvedere ad una appropriata regolazione del circuito interessato come descritto nelle singole operazioni di seguito riportate.

Per poter effettuare queste operazioni si deve asportare la copertura del registratore per quanto riguarda la verifica dell'allineamento delle « testine magnetiche » ed estrarre il registratore stesso dalla valigia per accedere agli organi interni per provvedere alle altre operazioni di taratura e regolazione.

Per togliere la copertura e quindi accedere alle due testine magnetiche, occorre sfilare dai propri perni le manopole del selettore di velocità, dei regolatori di volume e tono e della leva di arresto istantaneo, i mozzi di supporto delle bobine, dopo aver premuto il tasto di riproduzione (5) per sbloccarli, e svitare le cinque viti di fissaggio della copertura stessa.

Per poter estrarre il registratore dalla va-

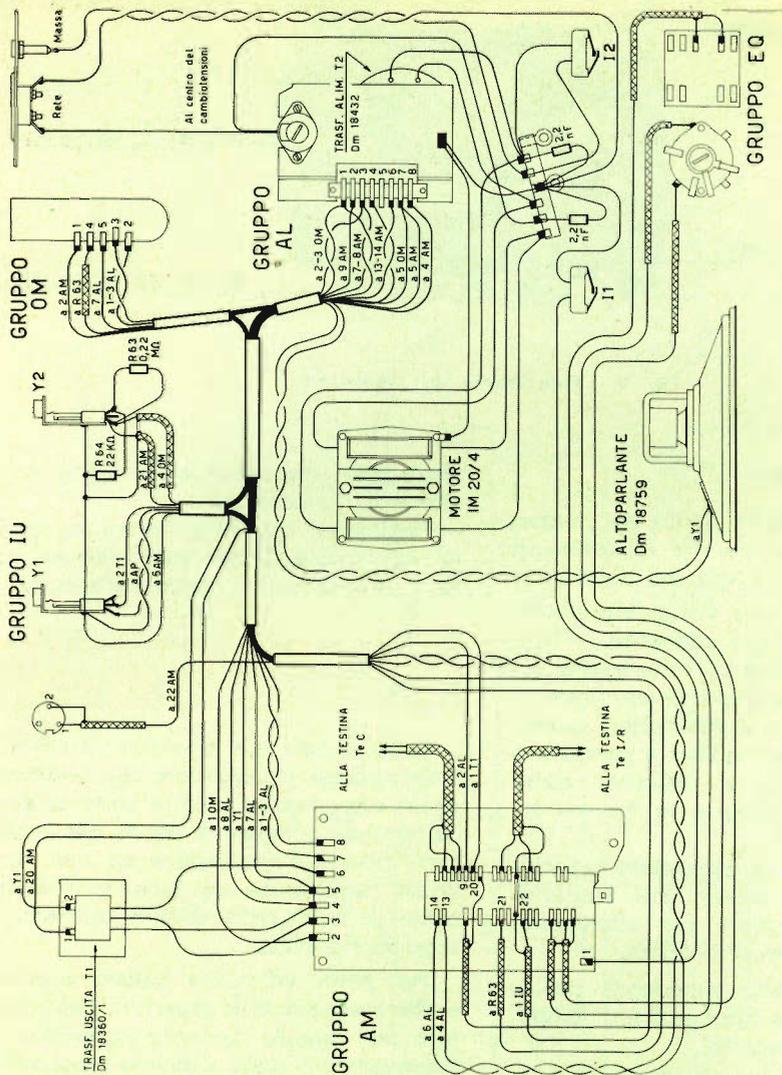



Fig. 3 - Cablaggio del registratore.

ligia, dopo aver tolto la copertura, svitare i quattro bulloncini di fissaggio della piastra al contenitore.

Fare attenzione, nel togliere il registratore dalla valigia, a non strappare i cavetti colleganti il registratore stesso con l'altoparlante e la presa rete.

ALLINEAMENTO DEL GRUPPO TESTINA DI CANCELLAZIONE E TESTINA COMBINATA DI REGISTRAZIONE E RIPRODUZIONE

Il gruppo testine è sistemato su di una piastrina supporto fissata all'apparecchio mediante tre viti. La posizione della piastri-

na può essere variata per posizionare giustamente le testine, avvitando o svitando dette viti. Si ottiene il massimo rendimento delle testine quando per la posizione assunta da queste il loro traferro si trova perpendicolare all'asse longitudinale del nastro magnetico. L'allineamento del gruppo testine si ottiene operando nel seguente modo:

— Regolare l'altezza della piastrina di supporto rispetto alla piastra magnetofonica agendo sulle tre viti in modo che risulti essere di 7,85 mm facendo uso di uno spessore di uguale altezza.

— Controllare la posizione dei traferri delle testine magnetiche, l'estremo superiore dei quali deve essere a filo del bordo superiore del nastro. Inserire nella presa « altoparlante ausiliario » tramite una spina jack (tipo ES 5-V) una resistenza di carico di 4 Ω (5 W) e collegare ad essa un voltmetro in c.a. (2.5 V f.s.).

— Riprodurre il nastro di allineamento NC1 registrato ad una frequenza di 8 kHz dopo aver portato al massimo il regolatore di tono e volume. Regolare le due viti anteriori fino a leggere sul voltmetro la tensione più alta.

— Assicurarsi infine che il pattino pressanastro sia perpendicolare alla piastra e che prema quindi in modo uniforme sul nastro. Una regolazione di ± 1 giro della vite posteriore non deve causare variazione di livello di riproduzione del nastro campione se la condizione specificata è effettiva.

REGOLAZIONE DELLA CORRENTE DI PREMAGNETIZZAZIONE

Predisporre il registratore in « registrazione » dopo aver portato il regolatore di volume al massimo. Collegare ai capi della resistenza R 14 (100 Ω) un voltmetro elettronico e variare il compensatore CV1 per poter leggere una tensione di 25 mV pari ad una corrente di premagnetizzazione di 250 μA.

CONTROLLO DELLA TENSIONE DI CANCELLAZIONE

Predisporre il registratore in registrazione. Ai capi della testina di cancellazione deve leggersi mediante voltmetro elettronico una tensione di 15 ± 2 V.

REGOLAZIONE PER IL VALORE MINIMO DELLA TENSIONE DI RUMORE

Predisporre il registratore in posizione riproduzione alla velocità di 9,5 cm/s con i regolatori di volume e di tono al massimo.

Collegare un voltmetro elettronico ai capi di una resistenza di carico di 4 Ω (5 W), inserita, tramite spina ES 5V nella presa « altoparlante ausiliario ».

Regolare agendo sempre prima sul potenziometro P 90 poi sul potenziometro P 91 fino ad ottenere la minima deviazione dell'indice del voltmetro che deve indicare un valore inferiore a 30 mV.

TARATURA DELL'INDICATORE DI MODULAZIONE (OCCHIO MAGICO)

Predisporre il registratore in posizione « registrazione » col regolatore di volume al massimo. Dopo aver bloccato l'oscillatore HF collegando a massa il piedino 3 della valvola ECL 82, applicare all'ingresso fono un segnale a 1000 Hz tramite generatore di BF tale da avere ai capi della resistenza R 14 (100 Ω) una tensione di 6 mV letta con un voltmetro elettronico.

Sbloccare l'oscillatore, regolare il potenziometro P 80 fino ad ottenere la chiusura dell'occhio magico.

La chiusura dell' « occhio magico » è definita dalla disposizione dei nastri luminosi che devono avvicinarsi al massimo ma non sovrapporsi.

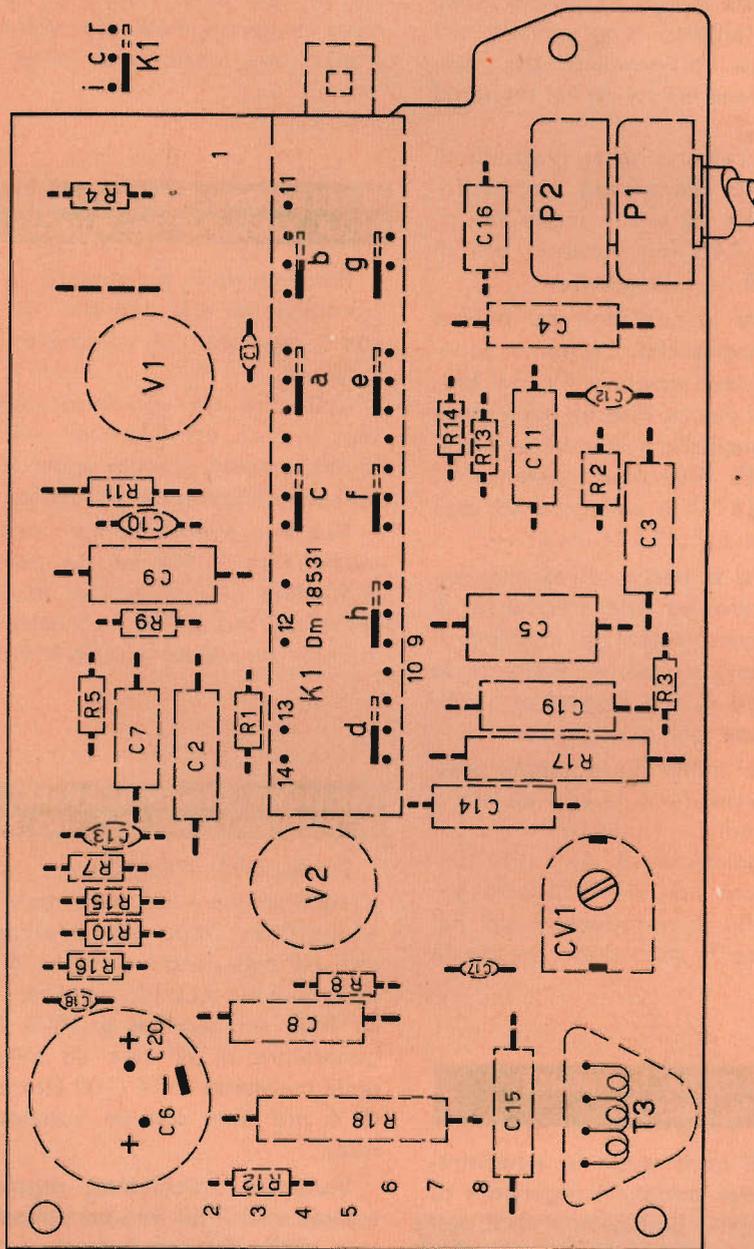



Fig. 5 - Circuito stampato del registratore.

i lettori ci scrivono ....

In questa rubrica verranno pubblicate solo risposte che a suo insindacabile giudizio, la Redazione della Rivista riterrà d'interesse generale.

Ai quesiti avanzati dai Lettori sarà comunque data pronta evasione per lettera.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di L. 500, anche in francobolli, a copertura delle spese postali e di ricerca.

a cura di P. Soati

Sig. **GARGIULO A.** - Sorrento

Alimentatore per amplificatore a transistori

Innanzi tutto le consigliamo di voler controllare accuratamente il circuito dato che da quanto ci comunica ci sembra che l'amplificatore a transistori in questione assorba una corrente eccessiva. Evidentemente l'uso del transistore originale, 2N277, *sarebbe consigliabile dato che l'apparecchio originale montava per l'appunto tale transistore. Lo stesso dicasi per il transistore pilota. Come alimentatore le consigliamo di tenere conto dei gruppi raddrizzatori ad inserzione plug octal pubblicati a pagina* 543 *del n.* 5/1963 *fra i quali potrà scegliere quello più adatto alle sue necessità.*

Sig. **DELFINO G.** - Iglesias

A proposito di un cercametalli

Il valore del condensatore d'accoppiamento C7 *deve avere un valore dell'ordine di* 10.000 *pF. Tale valore eventualmente può essere variato fino ad ottenere le migliori condizioni di accoppiamento.*
La bobina esploratrice, come è chiaramente mostrato in figura 2 (n. 5/1963) *dalla freccia che si riferisce alla dicitura* « spire », *è costituita da cinque spire avvolte radialmente.*

Sig. S. T. **APPENDINO G.** - La Spezia

Fenomeno di fluttuazione in un giradischi

Il fenomeno al quale fa riferimento può essere dovuto ad alcune cause il cui esame richiederebbe uno spazio eccessivo.
Dato che l'argomento è stato trattato ampiamente nel n. 7-8/1962 *della nostra rivista nell'articolo:* CONSIDERAZIONI STUDI E PROVE SUI GIRADISCHI E CAMBIADISCHI, *siamo certi che in esso lei troverà la risposta ai suoi interrogativi. Qualora non sia in possesso di tale numero, la preghiamo di volerlo richiedere alla nostra amministrazione che provvederà a spedirglielo immediatamente.*

Sig. **CUCUZZA F.**

Convertitore a transistori

In figura 1 *riportiamo lo schema di un elementare convertitore a transistori il quale, alimentato a* 3 *V, consente di ottenere una corrente continua dell'ordine dei* 50 V, 9 mA.
Il valore dei vari componenti è il seguente:
R1 = 38 Ω; R2 = 38 Ω; R3 = 1 Ω; R4 = 1 Ω. C1 = 10 μF; C2 = 10 μF. n1 = 243 *spire;* n2 = 5 *spire;* n3 = 40 *spire;* n4 = 40 *spire;* n5 = 5 *spire.*
Tale alimentatore è stato realizzato nei laboratori della società Philips.

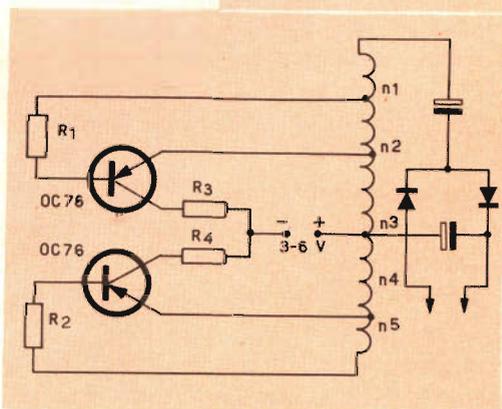



Fig. 1 - Schema elettrico di un convertitore a transistori.

Sig. **ROSSI E.** - Rovigo

Voltmetro a valvola mod. 249 e relativi puntali

Il prezzo del voltmetro a valvola Eico modello 249 *pronto per l'uso immediato è di lire* 60.800.
Il costo dei relativi accessori è il seguente: Probe per AT Eico mod. HVP/2 *per la misura delle tensioni continue fino a* 30.000 V, *lire* 5.000.
Probe per misure RF Eico, per effettuare misure di segnali alternati fino alla frequenza di 250 MHz (*impedenza* 11 MΩ) *lire* 5.000.
Probe per misure picco-picco Eico, che in unione a qualsiasi voltmetro elettronico consente, se predisposto per cc, la rivelazione di segnali alternati in valore picco-picco di frequenza compresa fra 5 kHz *e* 5 MHz, *lire* 7.000.

Sig. **VOLPE G.** - Roma

Amplificatore di buona fedeltà

Lo schema inviatoci in visione in linea di massima è utilizzabile. Il valore della resistenza catodica relativa alle valvole EL84 *è senz'altro errato dato che deve essere dell'ordine dei* 390 Ω. *La* R1 *dell'alimentatore può essere scelta con un valore di* 1200/1500 Ω, 5 W. *Non vediamo per contro la necessità di alimentare i filamenti in corrente continua. Le facciamo notare che un ottimo amplificatore, fornito anche sotto forma di scatola di montaggio è l'* EICO Hi-Fi *modello* HF32 *il quale può fornire una potenza di circa* 30 W *indistorti e di* 48 W *di picco. Altri ottimi amplificatori della* EICO *adatti per stereofonia sono i modelli* AF4 *con una potenza di uscita di circa* 8 W; *il modello* HF81 *per* 28 *W di uscita ed altri per potenze maggiori.*
Interessante è pure il complesso Hi-Fi GBC SM/4412-4413 *il quale può fornire una potenza di* 10 W *indistorti ed è fornito sotto forma di scatola di montaggio.*

Sig. **FERRERO A.** - Torino

Sui filtri per eliminare i disturbi recati alla TV (n. 3/1963)

Ci fa molto piacere che il filtro di figura 11, *relativo all'articolo della rubrica « SERVIZIO RADIO-TV » destinato ai filtri per l'eliminazione dei disturbi che possono influenzare la ricezione televisiva, le abbia consentito di eliminare gli inconvenienti dovuti alle lampade fluorescenti.*
Per quanto riguarda i caschi per pettinatrice, in linea di massima si può adottare lo schema di figura 9 (*sempre riferendosi all'articolo di cui al n°* 3/1963). *Detto filtro naturalmente dovrà essere applicato fra la rete ed il motore del ventilatore. Se l'apparecchio è munito anche di termostato, allo stesso si potrà applicare il filtro di figura* 5.
Il conduttore di messa a terra della carcassa di un motore può essere applicato a quest'ultima anche tramite un morsetto ben serrato, avendo cura di pulire accuratamente con carta vetrata le superfici di contatto.
Le tensioni indicate per i condensatori sono quelle di punta, *quindi in linea di massima, nella maggior parte dei casi, è possibile usare per i filtri in questione dei condensatori adatti a sopportare* tensioni di lavoro *dell'ordine dei* 600/700 V. *Naturalmente nel caso i filtri debbano essere applicati a degli impianti più impegnativi, dove un corto circuito del condensatore può arrecare dei danni notevoli, è consigliabile l'uso di elementi atti a sopportare tensioni di punta dell'ordine dei* 2000 V, *quali quelli riportati a pagina* 88 *del catalogo GBC.*
Per quanto riguarda il nucleo silofer, come è precisato nell'articolo, esso può essere sostituito da un altro avente caratteristiche similari. Nuclei di tale tipo sono in vendita presso le sedi della GBC.

Sig. **CARUSO A.** - Campobasso

Sulle precauzioni da adottare per la riparazione dei televisori

Su questo argomento ci siamo intrattenuti, in parte, nella rubrica SERVIZIO RADIO TV. Le precauzioni più elementari che deve prendere un tecnico addetto alla riparazione dei televisori, nei quali non soltanto la EAT può

essere pericolosa ma anche la normale tensione di alimentazione, sono le seguenti:

1) *Innanzi tutto è opportuno tenere presente che nel laboratorio dove sono in funzione apparecchi TV funzionanti fuori della propria custodia, non si deve ammettere la presenza di estranei non competenti ed in modo particolare di bambini.*

2) *Affinché il corpo dell'operatore non possa trovarsi in condizioni di minima resistenza elettrica dovute ad esempio ad una umidità eccessiva è consigliabile che il pavimento sia rivestito, almeno in parte, in legno od in linoleum.*

3) *Nella maggior parte dei televisori l'alimentazione viene effettuata tramite l'uso di un autotrasformatore dimodoché il telaio risulta collegato direttamente alla rete. Dovendo effettuare delle riparazioni, è sempre consigliabile collegare il ricevitore TV alla rete tramite l'interposizione di un trasformatore.*

4) *Per eseguire tutte quelle operazioni che comportano uno spostamento dello chassis, estrazione del mobile compresa, è sempre opportuno staccare la spina del televisore dalla presa di rete.*

5) *Prima di toccare con le mani qualsiasi punto del circuito EAT o AT, è opportuno scaricare i condensatori di livellamento relativi a detti circuiti.*

6) *L'implosione di un tubo a raggi catodici è un fatto alquanto raro dato che la tecnica costruttiva ha raggiunto una perfezione tale per cui tale evenienza è praticamente da escludere. Dato però che un simile guaio potrebbe anche verificarsi in seguito ad un urto dovuto a disattenzione del tecnico, l'uso di guanti di cuoio e di occhiali qualora si debba maneggiare un tubo del genere (specialmente in quei casi nei quali l'estrazione del tubo dalla sede di fissaggio è alquanto difficile) è sempre consigliabile. Meglio prevenire che intervenire.*

7) *Un'ultima precauzione consiste nel toccare il meno possibile le parti prossime al collo dei tubi RC. Infatti per quanto la presenza dei raggi* X *nei tubi che lavorano con tensioni inferiori ai* 20.000 V *sia praticamente nulla, il suddetto punto è quello in cui si nota la maggiore concentrazione di essi.*

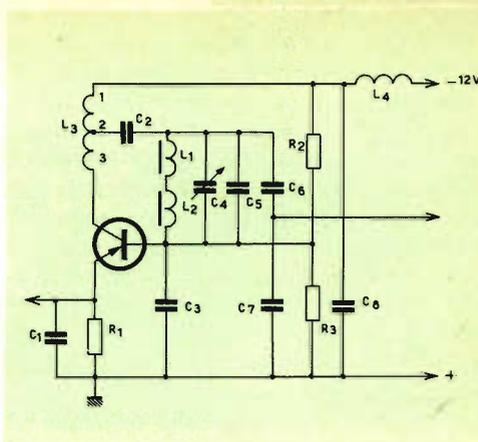



Fig. 1 - Schema elettrico di un oscillatore per OC.

Sig. **GOSIO G.** - Alessandria

Oscillatore per OC

Premesso che non abbiamo ben compreso cosa intenda per strato aggiunto S, riferendosi allo schema dell'oscillatore pubblicato nel numero 1/1963, *riteniamo che al suo caso sia più adatto lo schema di figura* 1 *il quale consente di ottenere delle frequenze sufficientemente stabili sulla gamma compresa fra i* 7 *ed i* 10 MHz. *La variazione di frequenza si ottiene agendo sul nucleo della bobina* L1. *I dati dei vari componenti sono i seguenti:* C1 = 330 pF; C2 = 330 pF; C3 = 560 pF; C4 = 25 pF; C5 = 330 pF; C6 = 330 pF; C7 = 1200 pF; C8 = 2,5 μF; R1 = = 2.200 Ω; R2 = 1.500 Ω; R3 = 1.500 Ω; L1 = 30 *spire* (5,35 - 9,5 μH Q ≥ 80); L2 = 5 *spire* 3 μH; L3, 1-2-7 *spire;* 2-3-7 *spire;* L4 = *impedenza da* 220 μH.

Sig. **NAPOLITANI F.** - Torre Annunziata

Striscia chiaro scura verticale in un TV

Si tratta di un difetto che generalmente è dovuto ad una cattiva messa a punto dei dispositivi che permettono di regolare il co-

mando di linearità dell'immagine. Se tale difetto era già presente all'acquisto del televisore ben difficilmente è eliminabile.

Tale striscia è dovuta a delle oscillazioni parassite, del trasformatore di uscita, armoniche della frequenza di 15625 Hz. *Dette oscillazioni per quanto siano notevolmente attenuate dalla valvola smorzatrice verificandosi soltanto all'inizio di ogni ciclo di analisi di linea, riescono a modulare il pennello del tubo a raggi catodici, provocando il fenomeno da lei segnalato.*

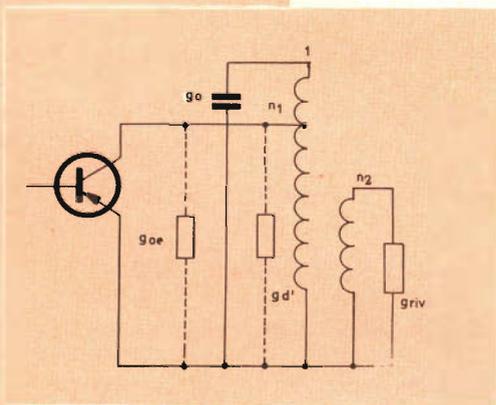
Provi a sostituire provvisoriamente la valvola damper con un'altra nuova. Regoli accuratamente, attenendosi alle istruzioni del costruttore, i comandi semi-regolabili di linearità. Qualora il difetto, sia dovuto al trasformatore di uscita è difficilmente eliminabile: in tal caso potrebbe provare a schermare tutto il gruppo di uscita di linea.

Lo schema può richiederlo direttamente al costruttore oppure può reperirlo nello Schemario TV della casa editrice Il Rostro.

Sig. **ROSSI L.** - Firenze

Calcolo del valore n_1, relativo al ricevitore economico descritto sul N. 3/1963

Nel suddetto articolo abbiamo creduto opportuno di omettere il calcolo relativo a n_1 *in considerazione della sua complessità. Ad ogni modo per dimostrare la validità della nostra affermazione, riteniamo opportuno di rispondere al suo quesito.*

Per la determinazione dei rapporti delle spire n_1 *e* n_2 *si è risolto il seguente sistema di equazioni:*

$$g_o = g_{oe} + \frac{g_d + g_{riv}\, n_2^2}{n_1^2} \qquad 1)$$

$$\frac{Q}{Q_o} = \frac{g_d}{n_1^2\, g_o} \qquad 2)$$

La 1) *pone la condizione del carico sul collettore che è formato dalla* g_{oe} *del transistore, dalla resistenza (o conduttanza) dinamica riferita alla presa per il collettore e dal carico del diodo pure riferito alla presa per il collettore.*

La 2) *determina il Q (a carico) del circuito accordato quando è caricato dal transistore* (g_{oe}) *e dal rivelatore* (g_{riv}).

Essa può essere determinata anche nel modo seguente:

$$\frac{Q}{Q_o} = \frac{g_d}{g_{oe}\, n_1^2 + g_{riv}\, n_2^2 + g_d}$$

Le risolventi del sistema sono:

$$n_1^2 = \frac{g_d}{g_o\, Q/Q_o}$$

$$n_2^2 = \frac{g_d}{g_{riv}\, g_o\, Q/Q_o} (g_o - g_{oe} - g_o\, Q/Q_o)$$

Inserendo nelle risolventi i valori che qui riportiamo:

$$g_d = 2{,}44 \cdot 10^{-6}\ S.$$

$$g_{oe} = 4{,}1 \cdot 10^{-6}\ S.$$

$$g_{riv} = 2{,}10^{-4}\ S.$$

e inoltre:

$Q/Q_o = 0{,}5 \qquad g_o = 0{,}5 \cdot 10^{-4}$ S

si ottengono per n_1 *e* n_2 *i seguenti valori:*

$n_1 = 0{,}31 \qquad n_2 = 0{,}1$

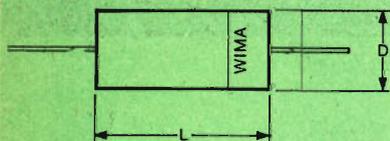
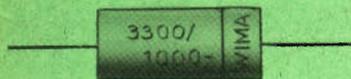
Fig. 1 - Trasformatore di media frequenza.

G.B.C TELETRASMETTE

Dal 15 al 21 febbraio al Palazzo dello Sport di Milano, dove si son dati convegno i più bei nomi dell'elite milanese e i grossi calibri del mondo dello spettacolo, trasformando un luogo per competizioni sportive in ritrovo mondano, si è svolta la IVª « Sei Giorni Ciclistica ». Sebbene il carattere della manifestazione non fosse del tutto sportiva per gli spettacoli intercalati fra un americana e l'altra; gli sportivi sono accorsi in gran numero, ad applaudire gli assi del pedale: Terruzzi, Post, Pfenninger, Lykke, Bugdahl, Renz, Van Steenbergen, Gaiardoni, Demunster, Proost, Rudolph, Roggendorf, Faggin, May, Defilippis, Eugen, De Rossi, Gillen, Bailetti, Bariviera, Cribiori, Vigna, Weckert, Wegmann, Kemper, Oldenburg, Ogna, De Bakker, Plattner, Raynal, Domenicali e Arienti, che hanno partecipato a quest'ultima « Sei Giorni ».

A difendere i colori della G.B.C. sono scese in pista le coppie: Terruzzi-Post e Domenicali-Arienti che, nonostante fossero partite tra le favorite, non sono purtroppo riuscite a cogliere l'alloro della vittoria. Tuttavia, possiamo ben dire che, rispetto all'anno precedente, la G.B.C. ha ottenuto un grande successo, infatti si è aggiudicata un meritatissimo II posto con Terruzzi-Post. Nelle foto, partendo da quella sopra per scendere a piè di pagina, vediamo:

Tognazzi che si congratula con il corridore della G.B.C.: Terruzzi — Terruzzi mentre compie il giro d'onore dopo il trionfo riportato la sera del 20 febbraio — il piccolo GianFranco, seduto sulla bicicletta di Domenicali, mostra una radio a transistor fabbricata dalla G.B.C.

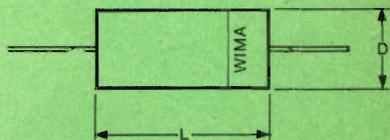
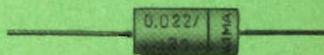
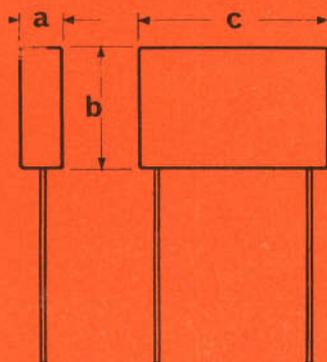
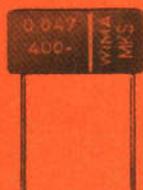
ESTRATTO DAL CATALOGO ILLUSTRATO *G. B. C.*

Condensatori a carta « Wima » Durolit
Impregnati in resina sintetica - Stagni all'umidità - Terminali assiali.
Temperatura d'impiego:
da — 55 °C a + 100 °C
Fattore di perdita: a 1000 Hz e 20 °C:
tag δ : 6 ÷ 8 x 10^{-3}
Resistenza di isolamento a 20 °C:
per C ≦ 0,01 μF: 1 x 10^6 MΩ
per C > 0,01 μF: 10.000 sec. (MΩ x μF)
Tolleranza sulla capacità:
per C < 0,1 μF ± 20%
per C ≥ 0,1 μF ± 10%
Tensione di prova:
2,5 Volte la tensione nominale
Esecuzione secondo DIN 40040

Lire	Articolo	Capacità pF	Vn cc	Ø x L mm.
80	**B/181-1**	1.000	1.000	7 x 18,5
88	**B/181-2**	1.500	1.000	8 x 18,5
88	**B/181-3**	2.200	1.000	9 x 18,5
88	**B/181-4**	3.300	1.000	9 x 21,5
94	**B/181-5**	4.700	1.000	9 x 21,5
98	**B/181-6**	6.800	1.000	10 x 21,5
102	**B/181-7**	10.000	1.000	11 x 24,5
112	**B/181-8**	15.000	1.000	12 x 24,5
128	**B/181-9**	22.000	1.000	14 x 26,5
134	**B/181-10**	27.000	1.000	14 x 26,5
132	**B/181-11**	33.000	1.000	15 x 28,5
160	**B/181-12**	47.000	1.000	16 x 31,5
180	**B/181-13**	68.000	1.000	17 x 37,5
224	**B/181-14**	100.000	1.000	21,5 x 37,5

Condensatori poliesteri «Wima» tropyfol M
Poliestere metalizzato - Forma cilindrica - Terminali assiali. Minime dimensioni, grande capacità specifica - Autorigeneranti.

Temperatura d'impiego:
da — 55 °C a + 100 °C
Fattore di perdita: a 1000 Hz e + 20 °C:
Tang. $\delta = 5 \div 10 \times 10^{-3}$

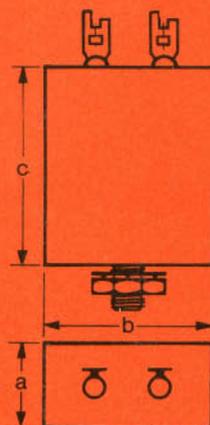
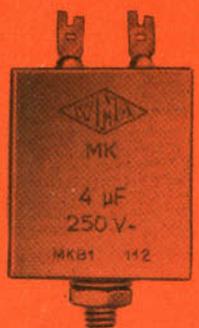
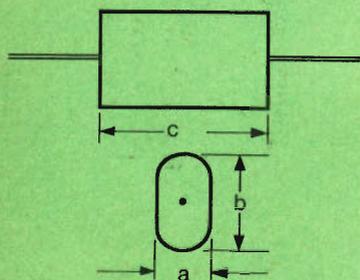
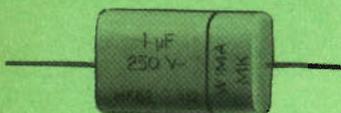
Tolleranza sulla capacità:
$<$ 0,1 μF: ± 20%
$\geq$ 0,1 μF: ± 10%

Tensione di prova:
2 volte la tensione nominale
Rispondenti a norme DIN 40040

Capacità pF	Vn cc	Ø x L mm.	Articolo	Lire
10000	400 V	5,5 x 14	B/183-2	88
15000	400 V	6 x 16	B/183-3	94
22000	400 V	7 x 16	B/183-4	96
33000	400 V	8 x 16	B/183-5	104
47000	400 V	9 x 18	B/183-6	106
68000	400 V	10 x 18	B/183-7	118
100000	400 V	10 x 21	B/183-8	134
150000	400 V	12 x 21	B/183-9	160
220000	400 V	12 x 26	B/183-10	190
330000	400 V	14 x 26	B/183-11	254
470000	400 V	15 x 31	B/183-12	320

Condensatori poliesteri « Wima » M.K.S.

Poliestere metallizzato forma rettangolare in materiale stampato
Terminali radiali per circuiti stampati
Autocicatrazzanti - dimensioni ridottissime
Temp. d'impiego: da — 55 °C a + 100 °C
Fattore di perdita: a 1000 Hz e 20 °C:
Tang. δ : 5 ÷ 8 x 10^{-3}
Resistenza di isolamento a 20 °C:
10.000 sec. (MΩ x μF)
Tolleranza sulla capacità: ± 20%
Classificazione: F M F secondo DIN 40040
Tensione di prova:
2,5 volte la tensione nominale

Lire	Articolo	Capacità μF	Vn cc	Dimensioni mm. a	b	c
88	B/184-1	0,01	400 V	3	8	13
100	B/184-2	0,015	400 V	4	9	13
108	B/184-3	0,022	400 V	5	10,5	13
110	B/184-4	0,033	400 V	5	10,5	13
116	B/184-5	0,047	400 V	5	10	18
134	B/184-6	0,068	400 V	7	12	18
154	B/184-7	0,1	400 V	7	12	18
184	B/184-8	0,15	400 V	8	13	18
232	B/184-9	0,22	400 V	7	15	27
300	B/184-10	0,33	400 V	8	16	27
390	B/184-11	0,47	400 V	10	19	27
482	B/184-12	0,68	400 V	11	20	32
1180	B/184-13	1	400 V	13	23	32

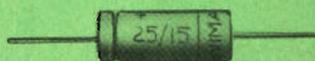
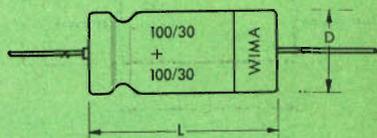
Condensatori poliestere « Wima » M.K.B. 1
Poliestere metalizzato in contenitore rettangolare di alluminio con fissaggio a vite e terminali di uscita sulla parte superiore. Autorigeneranti. Resistenza di isolamento elevata - Dimensioni ridotte in relazione alle elevate capacità.
Fattore di perdita limitato
Temperatura d'impiego:
da — 40 °C a + 100 °C
Resist. isolam. a 20 °C e 100 V per 1 min.
per C $\leq$ 0,1 μF $\geq$ 10^5 MΩ
per C $>$ 0,1 μF $\geq$ 10.000 sec. (MΩ x μF)
Fattore diperdita: a 1000 Hz e + 20 °C:
Tang. $\delta \leq 10 \times 10^{-3}$
Tolleranza sulla capacità: ± 20%
Classificazione G M D secondo DIN 40040
Tensione di prova:
1,5 volte la tensione nominale.

Capacità µF	Vn cc	Dimensioni mm. a	b	c	Articolo	Lire
1	400 V	15,5	30,5	35	B/186-1	1640
1,5	400 V	15,5	30,5	35	B/186-2	1760
2	400 V	24	30	35	B/186-3	1840
3	400 V	28	30	35	B/186-4	2150
4	400 V	24	30	58	B/186-5	2680
6	400 V	28	30	62	B/186-6	3700

Condensatori poliestere « Wima » M.K.B. 2

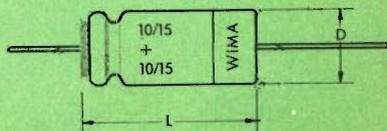
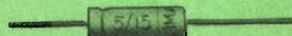
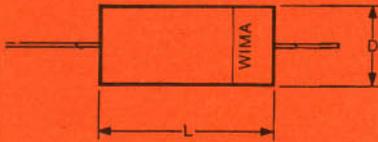
Poliestere metalizzato in contenitore ovale in alluminio con termianli di uscita assiali; autorigeneranti. Resistenza di isolamento elevata - Dimensioni ridotte in relazione alle elevate capacità.
Fattore di perdita limitato
Temperatura d'impiego:
da — 40 °C a + 100 °C
Resist. isolam. a 20 °C e 100 V per 1 min.
per C $\leq$ 0,1 μF $\geq 10^5$ MΩ
Fattore di perdita: a 1.000 Hz e + 20 °C:
Tang $\delta \leq 10 \times 10^{-3}$
Tolleranza sulla capacità: ± 20%
Classificazione G M D secondo DIN 40040
Tensione di prova:
1,5 volte la tensione nominale.

Lire	Articolo	Capacità µF	Vn cc	Dimensioni mm. a	b	c
370	**B/185-1**	0,047	400 V	7	13	23
396	**B/185-2**	0,068	400 V	7	13	23
450	**B/185-3**	0,1	400 V	7	13	23
510	**B/185-4**	0,15	400 V	7	13	29
590	**B/185-5**	0,22	400 V	7	13	29
780	**B/185-6**	0,33	400 V	9,5	17,5	30
910	**B/185-7**	0,47	400 V	11	22	35
1130	**B/185-8**	0,68	400 V	11	22	35
1560	**B/185-9**	1	400 V	14	32	35
1720	**B/185-10**	1,5	400 V	14	32	35

Condensatori elettrolitici « Wima » Printilyt

Per basse tensioni - Impiego su apparecchiature a transistors.
Temperatura d'impiego:
da — 25 °C a + 70 °C
Fattore di perdita: a 20 °C e 50 Hz: ≤ 0,18
Classificazione: HSF secondo DIN 40040
Caratteristiche e Costruzione secondo DIN 41332 Classe 2
Tolleranza: da — 20% a + 50%

Capacità µF	Vn cc	Dimensioni mm	Articolo	Lire
5	15	4,5 x 13,5	**B/187-1**	**128**
10	15	6,5 x 13,5	**B/187-2**	**128**
25	15	6,5 x 17,5	**B/187-3**	**128**
50	15	8,5 x 17,5	**B/187-4**	**140**
100	15	8,5 x 21,5	**B/187-5**	**150**
250	15	10,5 x 26,5	**B/187-6**	**190**
400	15	12 x 26,5	**B/187-7**	**200**

Condensatori elettrolitici subminiatura « Wima » Printilyt

Per basse tensioni - Dimensioni ridotte.
Adatti per apparecchi transistorizzati.
Temperatura di impiego:
da — 10 °C a + 60 °
Fattore di perdita a 20 °C e 50 Hz ≤ 0,18
Classificazione: H S F secondo DIN 40040
Caratteristiche e costruzioni secondo DIN 41332 Classe 2.
Tolleranza sulla capacità:
per C ≤ 5 µF —10% + 100%
per C > 5 µF —20% + 50%

Capacità µF Toll. %	Vn cc	Dimensioni mm		
1	15	3,2 x 11	**B/188-1**	**180**
5	15	4,5 x 11	**B/188-2**	**130**
10	15	4,5 x 13	**B/188-3**	**134**

Condensatori poliesteri «Wima» Tropyfol F
Dielettrico in poliestere - Forma cilindrica - Terminali assiali - Il più ampio campo di applicazione.
Temperatura d'impiego:
da — 55 °C sino a + 100 °C
Tangente dell'angolo di perdita a 20 °C:
tag. δ : 5 ÷ 6 x 10^{-3} a 1000 Hz
Resistenza d'isolamento a 20 °C:
per C ≤ 0,02 μF: 1 x 10^6 x MΩ
per C > 0,02 μF: 20.000 sec. (MΩ x μF)
Tolleranza sulla capacità:
per C < 0,1 μF ± 20%
per C ≥ 0,1 μF ± 10%
Tensione di prova:
2,5 volte la tensione nominale

Lire	Articolo	Capacità pF	Vn cc	Ø x L mm.
68	B/192	1.000	1.000	6 x 18
68	B/192-1	1.500	1.000	6 x 18
70	B/192-2	2.200	1.000	7 x 18
76	B/192-3	3.300	1.000	7 x 18
80	B/192-4	4.700	1.000	8 x 18
86	B/192-5	6.800	1.000	9 x 21
94	B/192-6	10.000	1.000	10 x 21
112	B/192-7	15.000	1.000	12 x 21
126	B/192-8	22.000	1.000	12 x 24

MULTIVIBRATORI MONOSTABILI A TRANSISTORI

II Parte

a cura di Bruno Viacava

La durata degli impulsi del circuito è funzione delle caratteristiche del transistor: nel caso di impulsi succedentisi ad elevate frequenze, essa è limitata dal tempo di commutazione (limiti di frequenza per « alfa »).

Il tempo di vita delle cariche minoritarie rallenta la velocità di commutazione ed è influenzato dalla temperatura.

Per il tipo TF 65 sono ottenibili ancora tempi dell'ordine di 2 ÷ 5 μs. Nel caso di impulsi succedentisi con intervalli estremamente lunghi, la « perdita » del condensatore elettrolitico e, a volte, le correnti inverse, condizionano la durata di impulso massima ottenibile.

Con ottimi condensatori si possono ottenere ritardi di circa 30 minuti; naturalmente si hanno anche sensibili dispersioni di parametri.

Tanto maggiore è la potenza da dissipare in R_2, tanto più piccolo deve essere il valore della resistenza di R_3, con il che si ottiene anche una riduzione della costante di tempo $C_2 R_3$, a pari valore di C_2. Le dimensioni del condensatore C_2 e la frequenza massima del transistor limitano dunque la potenza di commutazione.

Eccitazioni del multivibratore

L'impulso di avviamento che comanda l'innesco del fenomeno viene chiamato « trigger ».

Il trigger deve avere la potenza necessaria per vincere la carica immagazzinata di base: essa è inversamente proporzionale alla frequenza di taglio del transistor impiegato e si riduce, allorchè quella aumenta. Diverse volte, viene infatti impiegato

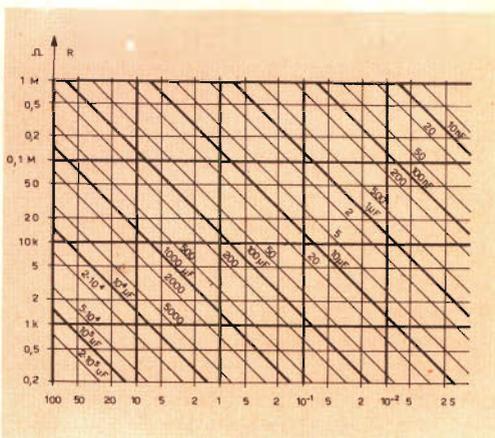



Fig. 4 - Nomogramma per la determinazione della durata degli impulsi in uscita, per multivibratori monostabili.

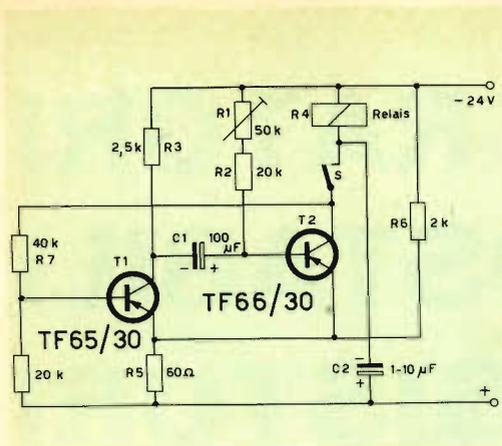



Fig. 5 - Multivibratore monostabile con relé adatto per ritardi da 1,5 a sec. (Relé T res 154 T Bv 65426/93c).

un transistor ad « fα » elevato, non tanto per aumentarne la velocità di comando, quanto per ridurre la potenza necessaria per il pilotaggio.

Teoricamente è possibile pilotare il multivibratore, applicando l'impulso pilota ad uno qualunque degli elettrodi del transistor.

Molto comodo è il trigger in base, poichè si può così impiegare la potenza più piccola possibile. La grandezza della tensione trigger dipende dal valore di quella presente ai capi della resistenza R_5, e deve esserne un poco maggiore.

La resistenza interna del generatore di impulsi può essere tanto più elevata quanto minore può essere il grado di sicurezza del pieno pilotaggio di T_1.

La durata di applicazione del trigger deve essere più breve di quella d'ottenimento dell'impulso voluto « t », perchè altrimenti lo stesso trigger determinerebbe la durata del segnale d'uscita.

Notiamo inoltre, in via del tutto generale, che, se la velocità di pilotaggio non è elevata, si può applicare il trigger direttamente all'emettitore oppure, quando si richiede una maggiore velocità di commutazione, si può applicare il trigger direttamente al collettore del transistor che si vuole interdire. Naturalmente, passando dal pilotaggio in base, a quello di emettitore e collettore, si deve impiegare un segnale di ampiezza maggiore.

Esempi

Lo schema riportato in figura 1 rappresenta un circuito multivibratore monostabile, calcolato impiegando 2 transistor TF 65: si possono ottenere, variando il valore della capacità di C_2, impulsi rettangolari da circa 5 µs a 30 sec.

La tensione di uscita, alimentando il circuito a 12 V, è di 11 V.

Si supponga di dover calcolare un circuito monostabile, in base ai seguenti dati:

tensione d'esercizio	12 V
durata dell'impulso d'uscita	1 sec.
resistenza costituente il carico	1,6 kΩ
tensione trigger	1 V

I coefficienti di amplificazione dei transistor abbiano valori superiori od almeno pari a 25.

Dimensioniamo il circuito simmetrico.

Le resistenze R_1 ed R_2 sono quindi di 1,6 kΩ.

La resistenza R_3 di base, come da espressione (3), vale

$$R_3 \sim 32 \text{ k}\Omega$$

Si può impiegare quindi una resistenza di 30 kΩ.

La resistenza di emettitore, comune ai due transistor in quanto conducendo l'uno, l'altro è bloccato, in base alle considerazioni precedenti, dovrebbe presentare una caduta di tensione da 0,4 ad 1 V.

Poichè il multivibratore deve poter funzionare con impulsi di comando dell'ordine di 1 V, si sceglie il valore di 0,75 V.

Dalle curve caratteristiche di fig. 6-a appare che, con una tensione base-emettitore U_{BE} di 0,2 V, si ha un sicuro azionamento del transistor.

Premessa quindi la necessaria sicurezza, la corrente di collettore diventa:

$$I_c \sim \frac{U_B}{R_2} = 7,5 \text{ mA}$$

da questa discende, trascurando la corrente di base I_{B2},

$$R_6 = \frac{U_{R6}}{I_c} = 100\ \Omega$$

Per limitare la tensione ai capi di R_5 si suppone che essa abbia il valore di 10 kΩ (valore dedotto dall'esperienza); dalla (9) abbiamo:

$$F = \frac{U_{BE1} + U_{R6}}{U} = \frac{0,95}{12} \sim 0,083$$

$$R_4 \leq 0,83\ (\frac{R_1\ R_5\ B}{R_5 + R_1\ BF} - R_2)$$

$$= 0,8 \cdot (\frac{1,6 \cdot 10 \cdot 25}{10+1,6 \cdot 25 \cdot 0,086} - 1,6) =$$
$$= 22,5\ k\Omega$$

Poniamo quindi 30 kΩ quale resistenza in considerazione della premessa. (Infatti dalla (3) R_5 risulterebbe $\leq$ 37,5 kΩ).

La durata di impulso deve comportare 1 secondo. Dalla $t = 0,69\ R_3\ C_1$ si ha:

$t = 0,69 \cdot 30 \cdot X = 1$; da cui $X = 48,4\ \mu F$

La capacità è quindi di 50 μF.

Il nomogramma di fig. 4 è stato calcolato per determinare i valori di capacità (rispettivamente di resistenza) necessari per avere una prestabilita durata dell'impulso di uscita. L'uso del nomogramma è oltremodo facile e consente di trovare rapidamente i valori desiderati.

Con multivibratori monostabili si possono ottenere ritardi nel funzionamento di relè, sino a parecchi minuti.

Lo schema riportato in figura 5 permette, invece, ritardi da 1,5 a 5 sec., impiegando il condensatore segnato, e variando opportunamente i valori di regolazione del potenziometro.

In posizione di riposo, il transistor T_1 è bloccato, mentre T_2 potrebbe condurre. Non si ha, naturalmente, alcun passaggio di corrente di collettore perchè l'interruttore « S » è aperto. (Il consumo di corrente è così ridotto al minimo).

Il condensatore C_1 che determina, con le resistenze R_1 ed R_2, la costante di tempo del circuito, viene alimentato e caricato, tramite R_3 e la resistenza base - emettitore del transistor T_2.

Affinchè il transistor T_1 sia sicuramente interdetto, la resistenza R_5 viene collegata direttamente a potenziale negativo, tramite R_6: è così assicurata, nei confronti del circuito base - emettitore di T_1, una sufficiente tensione di emettitore di polarizzazione.

Al chiudersi di « S », la base di T_1 riceve tensione negativa: la corrente di collettore, così ammessa, provoca, anche ai capi di R_2, una caduta di tensione che, tramite C_1, viene riportata sulla base di T_2. Essendo la dv/dt positiva, il transistor T_2 si interdice ed il relè non si attira.

La tensione negativa all'estremo di R_7 viene mantenuta a valore adeguato mediante la capacità C_2.

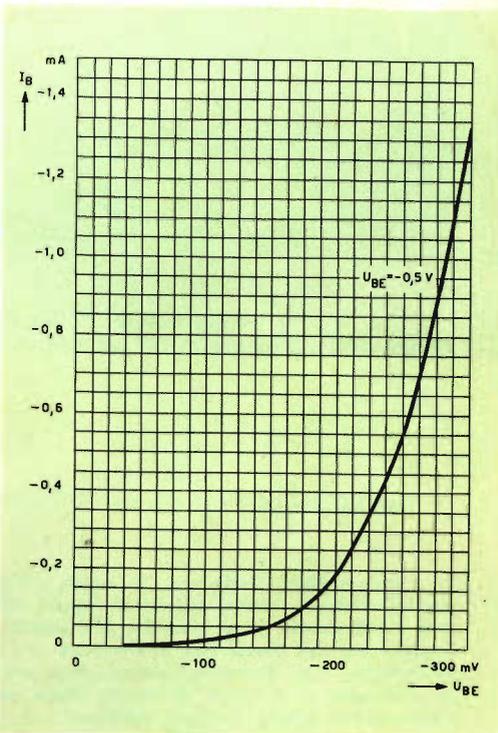



Fig. 6-a) - Caratteristica d'uscita (montaggio ad emettitore comune). [$I_C = f\ (U_{CE})$; I_B = parametro].

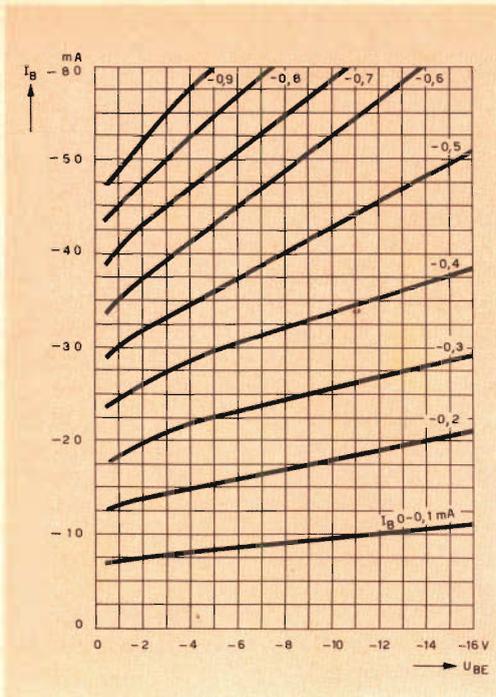



Fig. 6-b) - Caratteristica di ingresso (montaggio ad emettitore comune).
[$I_B = f(U_{BE})$; $U_{CE} = -V =$ costante].

Bibliografia

[1] Gelder, E. e Hirschmann, W.: Schaltungen mit Halbleiterbauelementen. 200 erprobte Schaltbeispiele mit Beschreibungen und Berechnungshinweisen.
Siemens & Halske AG, Berlin - München 1961.

[2] Dosse, J.: Der Transistor - ein neues Verstärkerelement. Oldenbourg, München 1959.

Non appena la base di T_2 diviene negativa, si attira il relè: la caduta di tensione ai capi di questo riduce la tensione collettore - emettitore di T_2 a valore residuo ($U_{CE\ rest}$) non consentendo così l'alimentazione di T_1 che si blocca.

Il tempo di ritardo vale:

$$t = 0,7\ (R_1 + R_2)\ C_1.$$

Il valore delle resistenze $R_1 + R_2$ deve essere scelto in modo tale da consentire il sicuro passaggio della corrente di base di T_2, allorchè questo è pilotato (relè attratto). Si deve quindi avere:

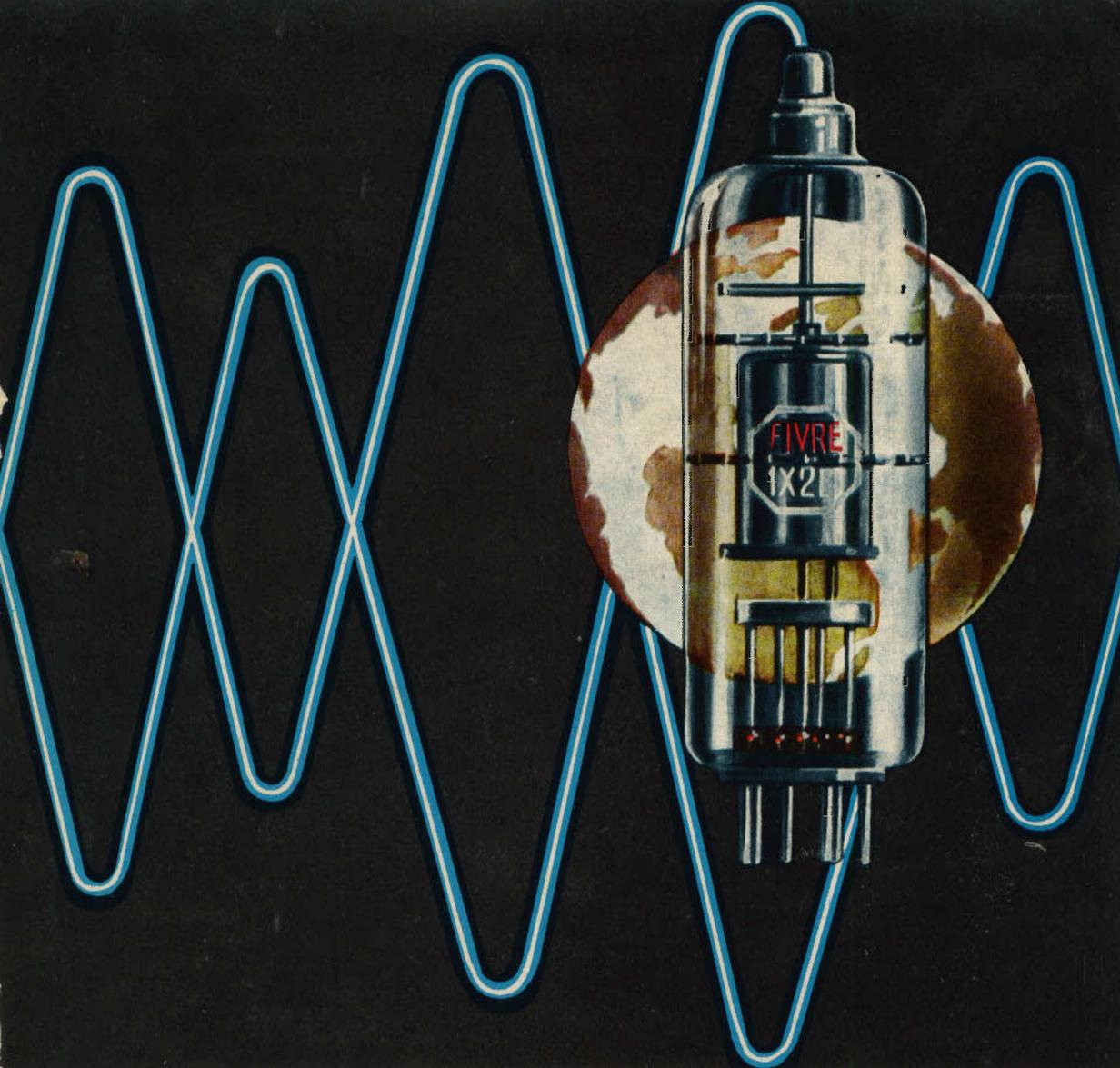
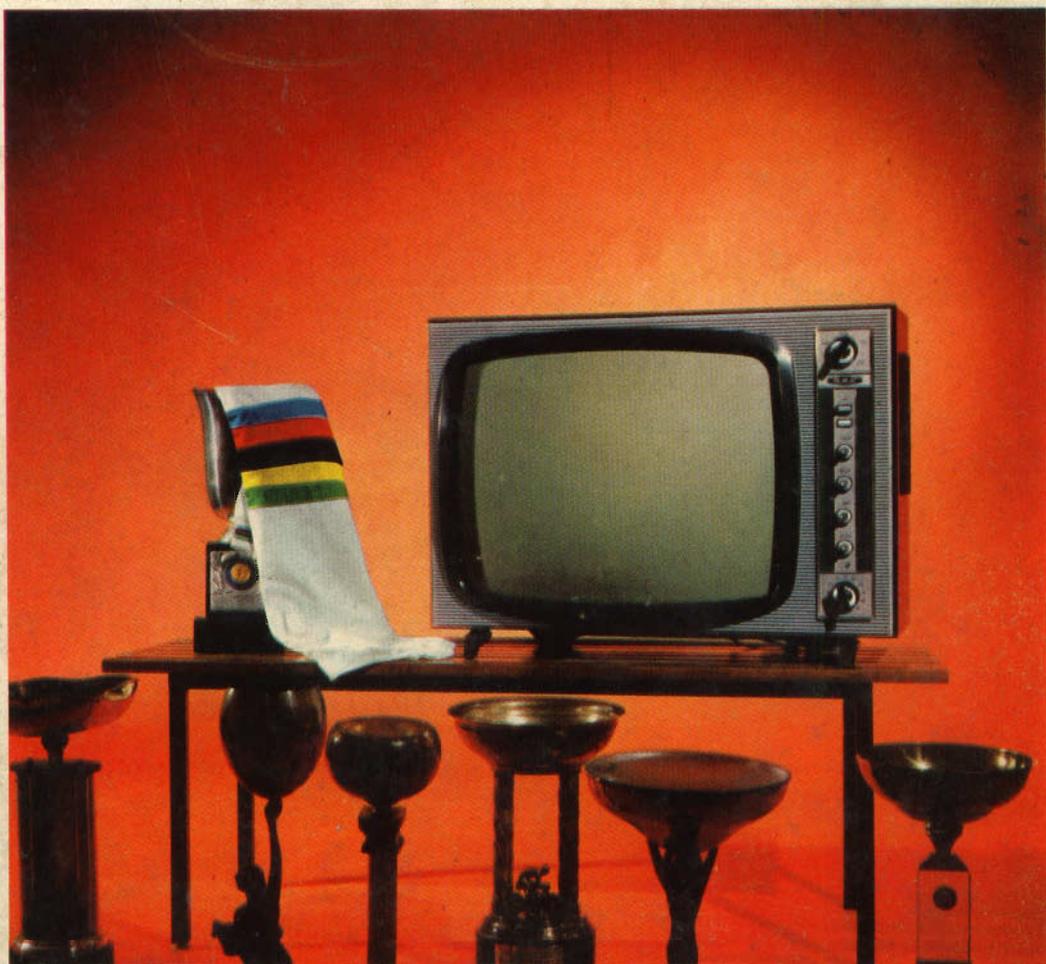
$$R_1 + R_2 \leq 0,8\ R_4\ B$$

dove 0,8 è un coefficiente di sicurezza, R_4 è la resistenza del relè e B è il fattore di amplificazione del transistor T_2.

Appare evidente la limitazione di dover impiegare capacità non piccole, non potendo far grandi a piacere R_1 ed R_2.

Le possibilità di applicazione dei circuiti monostabili per ottenere ritardi alla attrazione od alla caduta di relè, sono veramente notevoli e si estendono anche a comandi effettuati mediante semplici impulsi. A differenza dei circuiti realizzati con termistori, i multivibratori consentono elevate prestazioni circa la precisione dei tempi di attrazione o ritardo desiderati.

(da « Rivista Siemens »)

In occasione della Conferenza Nazionale sull'elettronica, tenutasi in Ottobre, Donald L. Fresh ha fornito numerosi dettagli relativi al leggero rivelatore di raggi infrarossi di Martin, funzionante ad onda relativamente lunga (rispetto alla gamma di tali raggi), e compresa tra 8 e 13 micron. Egli ha affermato che questo tipo di rivelatore non si basa sugli effetti termici per il suo funzionamento. Al contrario, esso effettua il conteggio degli urti da parte dei fotoni, ed i fotoni assorbiti determinano la produzione di portatori di cariche libere, che possono essere rivelate da un apposito dispositivo. L'apparecchio misura 2 x 2 x 5 millimetri, ed impiega un cristallo di germanio contenente impurità di mercurio, raffreddato alla temperatura di 30 gradi Kelvin in un refrigeratore criogenico della Philips dell'America del Nord.

IL TELEVISORE CAMPIONE DEL MONDO

UT / 103 B "INFORMER III"

PREZZO DI LISTINO L. 194.000

TELEVISORE di classe. Cinescopio da 23" con protezione « black rose » in resina acrilica. 34 funzioni di valvole. Suono HI-FI. Mobile di ridotte dimensioni d'ingombro, in legno esotico, trattato con resine poliestere. Nuovo telaio ribaltabile realizzato con circuiti stampati. Alimentazione 220 V.